



**Titre:** Asservissement de l'énergie inductive transmise aux implants  
Title: électroniques

**Auteur:** Aref Trigui  
Author:

**Date:** 2014

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Trigui, A. (2014). Asservissement de l'énergie inductive transmise aux implants électroniques [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.  
Citation: <https://publications.polymtl.ca/1344/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**  
Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/1344/>  
PolyPublie URL:

**Directeurs de  
recherche:** Mohamad Sawan  
Advisors:

**Programme:** génie électrique  
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ASSERVISSEMENT DE L'ÉNERGIE INDUCTIVE TRANSMISE AUX  
IMPLANTS ÉLECTRONIQUES

AREF TRIGUI

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

JANVIER 2014

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

ASSERVISSEMENT DE L'ÉNERGIE INDUCTIVE TRANSMISE AUX  
IMPLANTS ÉLECTRONIQUES

présenté par : TRIGUI Aref

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. BRAULT Jean-Jules, Ph.D., président

M. SAWAN Mohamad, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. BOUKADOUM Mounir, Ph.D., membre

**DÉDICACE**

*À mes parents, Brahim et Awatef,*

*Ma sœur, Abir et mes deux nièces, Meriem et Nour*

## REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui m'a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

En second lieu, je tiens à remercier mon directeur de recherche, Mohamad Sawan pour m'avoir accueilli au sein de son équipe de recherche et m'a permis de réaliser mes travaux dans d'excellentes conditions de travail.

Je remercie M. Jean-Jules Brault, professeur au département de génie électrique de l'École Polytechnique de Montréal, d'avoir accepté de présider le jury de ce mémoire de maîtrise. J'adresse également mes remerciements à M. Mounir Boukadoum, professeur à l'Université de Québec À Montréal, qui a accepté de faire partie de ce jury. Leurs remarques et suggestions m'ont été très utiles et fructueuses pour la finalisation de ce mémoire.

Je tiens à remercier aussi les étudiants de l'équipe Polystim pour leur aide, leurs suggestions et leurs conseils. En particulier à Fayçal Mounaim et Sami Hached pour m'avoir épaulé et orienté tout au long de maîtrise ainsi que Zaki Ajabi pour m'avoir aidé à programmer le microcontrôleur. Je remercie également Abrar Belghith de m'avoir aidé à soigner l'écriture du mémoire.

J'adresse également mes remerciements aux techniciens de la section microélectronique, Jacques Girardin, Bryan Tremblay et Laurent Mouden pour leur assistance technique et leur aide pour la construction des prototypes.

Je remercie le ministère d'enseignement supérieur et recherche scientifique en Tunisie pour leur soutien financier ainsi que le directeur des ventes de Tektronix Richard Duhamel de m'avoir prêté des équipements de test précieux.

Finalement, je tiens à remercier mes parents, ma sœur ainsi que mes amis plus particulièrement Zied Koubaa pour l'encouragement et le support pendant mon cheminement.

## RÉSUMÉ

Ce mémoire concerne le domaine d'alimentation énergétique des implants médicaux électroniques (IME). L'alimentation des IME par couplage inductif a toujours été appréciée pour sa biocompatibilité et sa capacité à transmettre une quantité d'énergie suffisante aux implants électroniques. Bien que cette méthode fût introduite il y a longtemps, plusieurs défis restent à relever. Le défi majeur est la sensibilité de l'efficacité du transfert d'énergie à la variation de certains paramètres du lien comme le facteur de couplage entre les bobines, la charge du côté récepteur et l'inductance des bobines. Une variation de l'un de ces paramètres est en mesure d'altérer la fréquence de résonance primaire et réduire en conséquence la quantité d'énergie transférée vers l'IME.

Dans ce contexte, nous présentons une nouvelle technique pour compenser la variation des paramètres du lien inductif. Elle permet de maintenir l'état de résonance dans le transmetteur et d'assurer une meilleure transmission d'énergie en dépit de ces variations. Un transmetteur d'énergie inductive asservi est alors proposé. Ce système est transportable et est alimenté par des batteries rechargeables. Il est composé d'un transmetteur d'énergie inductive classique et d'une boucle d'asservissement. Le transmetteur classique émet un champ inductif (ou champ magnétique alternatif) grâce à un oscillateur à quartz, un amplificateur de puissance (AP) de classe E et un circuit résonant primaire constitué d'un condensateur et d'une bobine d'émission. La boucle d'asservissement, quant à elle, sert à compenser les variations des paramètres du lien capables d'altérer la fréquence de résonance du circuit primaire. La boucle comporte principalement un bloc de détection de la tension aux bornes de la bobine d'émission (image de la puissance à transférer vers l'IME) et un micro moteur pas-à-pas à haute résolution qui agit sur le condensateur de résonance primaire et indirectement sur la fréquence de résonance.

Le système proposé utilise une fréquence de fonctionnement de  $13,56\text{ MHz}$  réservée aux applications industrielles, scientifiques et médicales (ISM). Cette fréquence offre notamment un bon compromis entre la compatibilité avec le milieu biologique et la portée de transmission. Étant donné que le système proposé est situé à l'extérieur du corps humain et que l'amplificateur de classe E génère une puissance assez élevée, le prototype a été réalisé sur un circuit imprimé à l'aide des composants discrets commerciaux.

Les résultats expérimentaux obtenus montrent une transmission à une fréquence précise de  $13,56\text{MHz}$  vu la stabilité de l'oscillateur à quartz et la présence du filtre passe-bande présenté par le circuit résonant primaire. Le système d'asservissement réalisé est fonctionnel et ses performances sont nettement meilleures en comparaison avec un système de transfert d'énergie (STE) classique. Il atteint en effet un taux d'amélioration moyen de puissance reçue d'environ  $60\%$  par rapport à un STE classique (pour une vitesse de rotation du moteur de  $0.25\text{ tr/s}$ ) et une résolution de variation de capacité de  $0.032\text{pF}$ . Le système peut également alimenter différents implants sans l'intervention du concepteur. Le concept donne par ailleurs la possibilité d'utiliser une variété de bobines d'émission dans la gamme d'inductance de  $270\text{ nH}$  à  $5,5\text{ }\mu\text{H}$ . Il présente ainsi une solution efficace pour alimenter différents IME de l'équipe Polystim de Polytechnique.

## ABSTRACT

This Master thesis deals with energy transfer systems dedicated to electronic medical implants (EMI). Powering EMIs by inductive link has always been prized for its biocompatibility and ability to transmit appropriate energy to electronic implants. Although this method was introduced a long time ago, several challenges still remain. The main challenge is the sensitivity of the energy transfer efficiency to the variation of some link parameters, such as the coupling factor between the coils, the load on the receiver side, and the coils inductances. A variation of any of these parameters is able to alter the primary resonant frequency and consequently reduce the amount of energy transferred to the EMI.

In this context, we present a new method to compensate for variations of the inductive link parameters. This method maintains the resonant state in the transmitter and therefore ensures better energy transmission despite these variations. A controlled inductive power transmitter is then proposed. This system is portable and is powered by rechargeable batteries. It is composed of a conventional inductive energy transmitter and a feedback loop. The conventional transmitter emits an inductive field (or AC magnetic field) using a crystal oscillator, a class E power amplifier (PA) and a resonant primary circuit. The control loop is in turn used to compensate for the variations of the link parameters which are able to alter the resonant frequency of the primary circuit. The loop includes mainly a primary coil voltage detector (for sensing the power transferred to the EMI) and a high resolution micro stepper motor which controls the resonant capacitor and indirectly the primary resonance frequency. The proposed system uses an operating frequency of 13.56 MHz reserved for industrial, scientific and medical (ISM) applications. This frequency offers as well a good compromise between compatibility with the biological environment and the transmission range. Given that the proposed system is located outside the human body and that the class E amplifier generates a fairly high power, the prototype was performed on a printed circuit board using commercial discrete components.

The experimental results show a transmission at a precise frequency of 13.56 MHz due to the stability of the crystal oscillator and the presence of band-pass filter introduced by the primary resonant circuit. The developed control system is functional and its performance is much better compared to a conventional open-loop transmitter. It achieved an average received power improvement rate of 60% compared to an open-loop transmitter (for a motor speed of 0.25 rev/s)



and a capacitance change resolution of  $0.032pF$ . The system can also supply various EMIs without the intervention of the designer. The concept offers the possibility of using a variety of transmission coils in the inductance range of  $270 nH$  to  $5,5 \mu H$ . It is a real and practical solution for powering various EMIs developed by PolySTIM team of Polytechnique.

## TABLE DES MATIERES

DÉDICACE.....	iii
REMERCIEMENTS.....	iv
RÉSUMÉ.....	v
ABSTRACT .....	vii
TABLE DES MATIERES .....	ix
LISTE DES FIGURES.....	xiii
LISTE DES TABLEAUX.....	xvi
LISTE DES SIGLES ET DES ABBREVIATIONS .....	xvii
LISTE DES ANNEXES.....	xix
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1      TECHNIQUES D’ALIMENTATION EXISTANTES DES IME.....	4
1.1      Introduction.....	4
1.2      Les piles .....	4
1.2.1      Les piles électrochimiques.....	4
1.2.2      Les bio-piles .....	5
1.2.3      Les piles nucléaires.....	5
1.3      Sources d’alimentation externes .....	6
1.3.1      Lien RF .....	6
1.3.2      Lien optique.....	7
1.3.3      Lien ultrason .....	9
1.3.4      Lien capacitif .....	10

1.3.5	Lien de conduction .....	11
1.3.6	Lien inductif .....	12
1.3.7	La thermoélectricité .....	13
1.3.8	Couplage à aimant permanent .....	14
1.4	Dispositifs médicaux commerciaux .....	15
1.5	Conclusion .....	16
CHAPITRE 2 TRANSFERT D'ÉNERGIE PAR COUPLAGE INDUCTIF .....		18
2.1	Introduction .....	18
2.2	Couplage Inductif .....	18
2.2.1	Théorie de l'induction magnétique .....	18
2.2.2	Impact de la variation de la charge et de k sur la fréquence de résonance primaire .....	24
2.2.2.1	Le phénomène de fractionnement de fréquence .....	30
2.2.3	L'efficacité du lien .....	33
2.3	Modèle électrique du lien inductif .....	37
2.3.1	Les oscillateurs .....	38
2.3.2	Les amplificateurs de puissances .....	39
2.3.2.1	Amplificateurs de classe D .....	40
2.3.2.2	Amplificateurs de classe E .....	41
2.4	Conclusion .....	46
CHAPITRE 3 SYSTÈMES D'ASSERVISSEMENT ACTUELS : REVUE DE LA LITTÉRATURE .....		47
3.1	Introduction .....	47
3.2	Les STE quasi classiques .....	49
3.2.1	L'approche géométrique .....	49

3.2.2	L'accord décalé.....	50
3.3	Systèmes de contrôle de la puissance reçue :.....	51
3.3.1	Boucles de contrôles des systèmes certifiés $Qi$ .....	52
3.4	Les systèmes capables de maintenir l'état résonant au primaire .....	54
3.4.1	Contrôle de la fréquence du signal de commande de l'AP.....	54
3.4.2	Contrôle de l'inductance primaire .....	56
3.4.3	Contrôle des capacités commutées .....	58
3.5	Discussion et Conclusion.....	62
CHAPITRE 4 SYSTÈME DE TRANSMISSION D'ÉNERGIE INDUCTIVE PROPOSÉ..		64
4.1	Aperçu général .....	64
4.2	Oscillateur sinusoïdal.....	65
4.2.1	Oscillateur à quartz.....	66
4.2.2	Choi de la fréquence d'opération (13.56 MHz).....	68
4.2.3	Choix de type de condensateur .....	70
4.3	Amplificateur de puissance classe E.....	71
4.3.1	Circuit de commutation .....	71
4.4	Circuit de sortie primaire .....	74
4.4.1	Condensateur ajustable .....	75
4.4.2	Bobine Primaire.....	78
4.5	Boucle d'asservissement.....	80
4.5.1	Détecteur de crêtes.....	80
4.5.2	Micro Moteur pas à pas .....	82
4.5.3	Microcontrôleur .....	84
4.6	Étage d'alimentation du transmetteur .....	84
4.7	Conclusion .....	85

CHAPITRE 5	RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.....	86
5.1	Introduction.....	86
5.2	Réalignement des sondes pour la mesure de l'efficacité du lien .....	87
5.3	Montage expérimental .....	90
5.4	THD de l'oscillateur et du transmetteur.....	91
5.5	Performance du détecteur de crête.....	92
5.6	Effet de l'asservissement sur la qualité du lien inductif .....	94
5.7	Efficacité totale .....	98
5.8	Consommation de puissance DC .....	100
5.9	Conclusion .....	101
CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS .....		102
RÉFÉRENCES.....		105
ANNEXES .....		118

## LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Principe de la transmission d'énergie radiative sans fil .....	7
Figure 1.2 : Système de transmission d'énergie laser.....	8
Figure 1.3 : Principe du lien capacitif. ....	10
Figure 1.4 : Principe du lien de conduction .....	11
Figure 1.5 : Principe de transmission de puissance par lien inductive.....	12
Figure 1.6 : Un générateur de puissance thermoélectrique implanté dans le corps humain .....	13
Figure 1.7 : Principe du système de transmission d'énergie à aimant permanent .....	14
Figure 2.1 : Règle de la main droite pour définir la direction du champ magnétique.....	18
Figure 2.2 : Deux bobines couplées entre eux et leur modèle électronique.....	21
Figure 2.3: Facteur de couplage en fonction de la distance entre deux bobines .....	22
Figure 2.4 : L'efficacité énergétique entre deux bobines (tiré de [50]) .....	23
Figure 2.5 : Le modèle de couplage (a) série-série (SS) et (b) série-parallèle (SP) et (c) leur circuit équivalent vu du côté primaire. ....	25
Figure 2.6 : L'inductance réfléchie du secondaire vers le primaire en fonction du facteur de couplage $k$ . ....	28
Figure 2.7 : fractionnement de la fréquence de résonance .....	32
Figure 2.8 : Équivalence parallèle-série.....	34
Figure 2.9 : L'efficacité globale du lien $\eta_{lien}$ en fonction de la fréquence angulaire normalisée pour un système (SS) accordé à $f_0 = 13.56$ MHz pour différentes valeurs du (a) facteur de couplage $k$ (à $RL = 100$ k $\Omega$ ) et de (b) la charge secondaire $RL$ (à $k=0.5$ ). ....	37
Figure 2.10 : Modèle de base typique d'un système d'alimentation de l'IME .....	37
Figure 2.11 : Schéma bloc typique d'un oscillateur.....	38
Figure 2.12 : Circuit de base d'un amplificateur de tension classe D.....	40
Figure 2.13 : Amplificateur de puissance de classe E (a) le circuit (b) les formes d'ondes de courant et de tension. ....	41
Figure 2.14 : Efficacité d'un AP de classe E en fonction de la charge $R$ sous condition sous-optimale pour $r(RFC) = 1.2\Omega$ , $rC_{shunt}=rC1 = 0.05\Omega$ , $r1 = 710$ m $\Omega$ , $rds = 93$ m $\Omega$ , $\omega = 2\pi * 13.56$ MHz et $td = 4$ ns.....	45
Figure 3.1 : Approche géométrique.....	49
Figure 3.2 : L'allure du gain du lien inductif en fonction de la fréquence dans le cas d'un accord décalé.....	50

Figure 3.3 : Schéma fonctionnel typique d'un lien inductif conforme à la norme Qi .....	52
Figure 3.4 : Transmetteur auto-résonant .....	55
Figure 3.5 : Schéma de bloc de l'amplificateur de classe E avec une compensation de l'inductance primaire.....	56
Figure 3.6 : Schéma du banc de condensateurs.....	58
Figure 3.7 : Contrôle de la capacité de résonance à commutation.....	60
Figure 3.8 : Convertisseur push-pull avec le circuit de commande des capacités .....	62
Figure 4.1 : Schéma simplifié du transmetteur d'énergie inductive proposé .....	64
Figure 4.2 : Oscillateur Colpitts à quartz .....	66
Figure 4.3 : Circuit électrique équivalent d'un cristal .....	66
Figure 4.4 : Réactance en fonction de la fréquence d'un cristal.....	67
Figure 4.5 : L'intensité du champ magnétique autorisé à des différentes fréquences [113].....	69
Figure 4.6 : La portée de transmission de puissance à la même intensité de champ magnétique [114] .....	70
Figure 4.7 : Circuit de commutation du transistor de puissance .....	71
Figure 4.8 : Profil d'un condensateur ajustable (a) vu de dessus (b) vu de côté.....	77
Figure 4.9 : Formes de bobines : (a) bobine imprimée sur PCB ; (b) bobine enroulée .....	79
Figure 4.10 : Détecteur de crête proposé.....	81
Figure 4.11 : Système de contrôle du moteur pas-à-pas .....	82
Figure 4.12 : Disposition (a) verticale (b) horizontale du micro moteur pas à pas.....	83
Figure 5.1 : Photographie du transmetteur d'énergie asservi.....	86
Figure 5.2 : Les outils nécessaires pour le réaligement des sondes .....	88
Figure 5.3 : Sensibilité de la mesure de la puissance primaire par rapport à l'ajustement du délai de la sonde TCP0030.....	89
Figure 5.4 : Banc de test.....	90
Figure 5.5 : Étage de récupération d'énergie pour la prise des mesures. ....	91
Figure 5.6 : Deux façons de mesure des ondulations résiduelles : (a) la mauvaise et (b) la bonne façon .....	93
Figure 5.7 : Les ondulations associées à $V_{sense}$ pour $V_{cc} = 2V$ et $C1$ accordé à la résonance..	94
Figure 5.8 : L'impact de la variation de la distance axiale sur la puissance récupérée $PRL$ .....	95
Figure 5.9 : L'impact de la variation de la charge secondaire $RL$ sur la puissance récupérée .....	98
Figure 5.10: L'efficacité totale en fonction de la distance axiale entre les bobines .....	99

Figure 5.11 : L'efficacité totale en fonction de la charge secondaire .....	99
Figure A.1: Représentation d'une onde électromagnétique.....	118
Figure B.1 : Schéma électrique du transmetteur d'énergie inductive asservi .....	120
Figure B.2 : Dessins de masques combinés du circuit imprimé.....	121
Figure B.3 : Vue de dessus 3D du circuit imprimé .....	121
Figure B.4 : Dessin de masque de la couche supérieure du circuit imprimé .....	122
Figure B.5 : Dessin de masque de la couche inférieure du circuit imprimé .....	122
Figure B.6 : Dessin technique du support du moteur pas à pas .....	123
Figure C.1 : Organigramme du programme principal .....	124
Figure C.2 : Organigramme du processus "Compensation" .....	125



## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1-1 : Liste de quelques IME commerciaux employant le lien inductif .....	15
Tableau 1-2 : Récapitulative sur les raisons de l'exclusion de certaines techniques d'alimentation du marché des IME [27].....	16
Tableau 4-1 : Caractéristiques du transistor sélectionné.....	73
Tableau 4-2 : La permittivité relative de quelques diélectriques .....	77
Tableau 4-3 : Caractéristiques du condensateur ajustable choisi.....	78
Tableau 5-1 : Taux de distorsion harmonique.....	92
Tableau 5-2 : Taux d'amélioration/dégradation moyen de la puissance récupérée <i>PRL</i> du système proposé .....	97
Tableau 5-3 : Courants consommés pour les alimentations de 5V et 10V .....	100

## LISTE DES SIGLES ET DES ABBREVIATIONS

ABS	Acrylonitrile Butadiène Styène
AC	Alternating Current
A4WP	Alliance for Wireless Power
AP	Amplificateurs de Puissance
BJT	Bipolar junction transistor
BF	Basse Fréquence
CAN	Convertisseur Analogique-Numérique
CAO	Conception Assistée par Ordinateur
CES	Consumer Electronics Show
CMOS	Complementary Metal Oxyde Semiconductor
DAS	Débit d' Absorption Spécifique
DC	Direct Current
DEL	Diode Électroluminescente
DIR	Direction
DMI	Dispositif Médicaux Implantables
DSP	Digital Signal Processor
EM	Électromagnétique
EMI	Interférences Électromagnétiques
EN	Enable
ERP	Equivalent Radiated Power
f.é.m	force électromotrice
FET	Field Effect Transistor
FSK	Frequency Shift Keying
HF	Haute fréquence
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IME	Implants Médicaux Électroniques
IR	Infrarouge
ISM	Industrial, Scientific and Medicales.
LCD	Liquid Crystal Display
LSK	Load Shift Keying

MIM	Métal-Isolant-Métal
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NMOS	N-channel Metal Oxide Semiconductor
NPO/COG	Classe de diélectriques utilisés pour la fabrication de condensateurs céramiques
PCB	Printed Circuit Board
PDG	Président Directeur Général
pH	Potentiel Hydrogène
PID	Proportional-integral-derivative
PMOS	P-channel Metal Oxide Semiconductor
PMA	Power Matters Alliance
PWM	Pulse Width Modulation
RES	Résistance Équivalente série
RF	Radio Frequency
RFC	RF Choke
RFI	Interférences Radio
RMS	Root Mean Square
RST	Reset
SCCT	Sources de Courant Commandé en Tension
SLP	Sleep
SS	Série-Série
STE	Système de transfert d'énergie
SP	Série-Parallèle
THD	Total Harmonic Distortion
THD-F	Total Harmonic Distortion compared to the Fundamental
TTL	Transistor-Transistor Logic
UHF	Ultra Hautes fréquences
UV	UltraViolet
WPC	Wireless Power Consortium
ZDS	Zero Derivative Switching
ZVS	Zero Voltage Switching
3D	3 Dimensions

**LISTE DES ANNEXES**

ANNEXE A – Zones de propagation d’ondes .....	118
A.1 Zone de champ lointain .....	118
A.2 Zone de champ proche .....	118
ANNEXE B .....	120
ANNEXE C .....	124
C.1 Organigrammes .....	124
C.2 Code source .....	126

## INTRODUCTION

Les dispositifs médicaux implantables (DMI) peuvent être classés en tant que dispositifs passifs ou actifs. Les DMI passifs sont des implants qui assurent des fonctions de soutien (plaques, vis, clous), de mobilité (articulations artificielles), des fonctions circulatoires ou encore digestives (des conduites et des valves artificielles). Quant au DMI actifs, ils remplacent la fonction d'un organe ou traitent une maladie associée. Ces derniers nécessitent une alimentation énergétique et un système de commande et de régulation. C'est dans ces types de DMI qu'interviennent les électroniciens au niveau de la conception et de la fabrication et ça sera sur cette partie que ce mémoire portera. Nous désignerons par la suite les DMI actifs par les implants médicaux électroniques (IME). Pour tout type d'implant, qu'il soit pour le rétablissement, le diagnostic ou une autre fonction, l'énergie électrique est indispensable pour le bon fonctionnement des IME, même si la quantité requise est très faible.

Les batteries implantables classiques présentent une courte durée de vie, un volume conséquent et des risques de toxicité. Plusieurs efforts ont été menés afin de concevoir des systèmes de transfert de puissance sans fil fiables tout en tenant compte de la compatibilité avec les milieux biologiques et de la mobilité des patients. En particulier, les attentions ont été dirigées vers une ancienne technologie électromagnétique, le transfert d'énergie par couplage magnétique (ou lien inductif) qui a été inventée il y a plus de 100 ans. Elle est un moyen prometteur pour fournir l'énergie en toute sécurité. D'ailleurs, la plupart des IME conçus dans le Laboratoire de neurotechnologies Polystim emploient cette technique d'approvisionnement énergétique depuis 1994. Ce système d'alimentation comporte deux modules, un module externe qui joue le rôle d'un transmetteur d'énergie inductive et un module interne intégré dans l'implant pour récupérer cette énergie.

À l'échelle mondiale, cette méthode de transfert d'énergie se développe à une vitesse incroyable. Trois groupements industriels (ou consortium, en anglais) ont été formés au cours des dernières années et ont été placés sur le marché du transfert d'énergie sans contact : Wireless Power Consortium (WPC), Alliance for Wireless Power (A4WP), Power MattersAlliance (PMA). Ces groupements industriels fixent des spécifications différentes en matière de tolérance de positionnement, de fréquence d'opération et d'efficacité optimale de transmission.

Actuellement, le WPC prend le plus d'essor et compte 15 millions d'équipements compatibles « Qi » [1]. Où « Qi » (prononcé 'tchi', en chinois) est le standard développé par WPC. Cependant, la compétition entre ces groupements continue. Le consortium WPC a l'avantage de l'antériorité, mais l'alliance PMA se développe rapidement surtout après le ralliement récent de l'entreprise WiTricity. Cette dernière adopte la technologie de la résonance magnétique (ou couplage magnétique par résonance) brevetée par l'équipe de recherche du MIT [2]. Avec cette technologie, une plus grande liberté de positionnement est possible. Techniquement, la résonance magnétique est une version optimisée du couplage magnétique. Elle exige principalement des fréquences de résonance étroitement appariées afin d'améliorer l'efficacité et la portée du transfert [3]. L'un des défis majeurs est de maintenir cet état de résonance en dépit des variations des paramètres du lien inductif tels que le facteur de couplage et la charge secondaire. Il est très difficile jusqu'à maintenant de trouver des informations à propos de l'architecture et le principe de fonctionnement d'un système de Witricity. Néanmoins, une des solutions pour maintenir la résonance serait d'utiliser un système d'asservissement qui aiderait à compenser les différentes variations des paramètres du lien. En effet, il existe dans la littérature des méthodes de compensation qui souffrent toutefois de quelques limitations.

Le présent travail propose une nouvelle méthode d'asservissement simple et efficace pour alimenter les IME en dépit des variations existantes. Il s'agit d'un transmetteur d'énergie inductive asservi pour maintenir l'état de résonance dans le circuit primaire. Le transmetteur proposé est aussi un bon moyen pour alimenter différents types d'IME sans l'intervention du concepteur.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous passerons en revue les différentes techniques d'alimentation des IME, leurs avantages ainsi que leurs limitations, puis nous présenterons brièvement les IME déjà commercialisés qui emploient le couplage magnétique.

Le deuxième chapitre présentera les aspects fondamentaux du système d'alimentation par couplage magnétique. Ce couplage va être aussi modélisé afin d'étudier la problématique de la sensibilité des performances à la variation des paramètres du lien. Le chapitre comprend également un aperçu sur l'architecture de base constituant le transmetteur d'énergie inductive avec une attention particulière apportée à l'amplificateur de puissance de classe E.

Le troisième chapitre fait l'étude des plus importants systèmes asservis permettant d'améliorer le transfert d'énergie par couplage inductif. Il exposera et discutera les différentes méthodes de compensations en se référant aux publications scientifiques et aux systèmes existants dans l'industrie de l'alimentation sans fil.

Le quatrième chapitre présente une description détaillée du transmetteur asservi proposé. Chaque module fera l'objet d'une étude minutieuse pour aboutir à un système de transfert d'énergie de qualité.

Le dernier chapitre rapporte les différents résultats expérimentaux obtenus qui mettront de plus notre système proposé en valeur. Enfin, nous terminerons ce mémoire en proposant certaines améliorations possibles pour la poursuite de ce travail.

# **CHAPITRE 1 TECHNIQUES D'ALIMENTATION EXISTANTES DES IME**

## **1.1 Introduction**

Dans ce chapitre, nous allons présenter les différentes techniques d'alimentation des implants médicaux électroniques (IME). Pour chaque technique, nous détaillerons le principe de fonctionnement ainsi que les avantages et les limitations. Nous donnerons aussi un aperçu sur les dispositifs actuellement implantés et qui intègrent un lien inductif.

Les fils conducteurs étaient et demeurent la norme dans la transmission d'énergie électrique en raison de leur capacité à orienter un flux d'énergie de façon précise et efficace. Cependant, plusieurs obstacles rendent leur utilisation inappropriée ou même impossible pour alimenter les IME. Parmi ces obstacles, nous citons notamment, le grand risque d'infection et de lésion tissulaire et l'usure des contacts ou des fils de connexions en raison des mouvements du patient. Pour éviter ces obstacles, l'approvisionnement en énergie est fourni soit par des piles internes intégrées dans le dispositif implantable, soit par une source d'alimentation externe. D'ailleurs, on fait appel souvent aux deux méthodes à la fois lorsque la pile interne est rechargeable. Dans tous les cas, les systèmes d'alimentation des IME exigent un niveau élevé de sécurité pour protéger le patient, une performance et une fiabilité à long terme, un volume minimal pour faciliter l'implantation et pour le confort du patient.

## **1.2 Les piles**

Le facteur le plus important pour une pile intégrée dans un IME est la fiabilité. En effet, les piles ne peuvent pas être remplacées puisqu'elles sont câblées avant que le dispositif soit scellé hermétiquement. Différents types de piles ont été utilisés dans les applications biomédicales, parmi eux:

### **1.2.1 Les piles électrochimiques**

La première implantation avec succès d'une pile électrochimique fut réalisée en 1960. La pile était en nickel-cadmium (Ni-Cd) et a été intégrée dans un stimulateur cardiaque. Plus tard, une pile en zinc-oxyde de mercure (Zn/HgO) a été développée et utilisée. Par la suite, l'invention



des piles au lithium a abouti à une alternative intéressante aux cellules mercuriques [4]. La première pile au lithium a été utilisée en Italie en 1972 et a eu un impact conséquent sur les stimulateurs cardiaques implantables [5, 6]. À l'aide de ce nouveau type de piles, l'autonomie d'un stimulateur cardiaque implanté a été prolongée à 10 ans [7], et nous comptons aujourd'hui plus de cinq millions de personnes qui profitent de cette évolution [8]. Cependant, les dispositifs implantables se retrouvent avec des boîtiers volumineux afin d'accueillir une pile électrochimique de capacité adéquate. De plus, la toxicité de ce type de pile et les fortes productions de chaleur en cas de défaillance du circuit peuvent être source de non-conformités avec les normes de sécurité pour les implants.

### **1.2.2 Les bio-piles**

Dans les années 1970, des études ont été portées principalement sur les cellules à biocarburant à base d'enzymes utilisant le glucose comme carburant et l'oxygène comme oxydant. Par conséquent, depuis 1984, de nombreuses améliorations ont été apportées à ces cellules à biocarburant. L'avantage de la bio-pile réside dans le fait qu'elle utilise une source de carburant biologique métabolite comme le glucose ou le lactate. Ces deux molécules biologiques sont facilement disponibles dans les liquides physiologiques tels que le sang. De plus, un  $pH$  du corps de l'ordre de 7, une température et une pression normales sont suffisantes pour une production d'électricité efficace [9, 10]. Cependant, la plupart des cellules à biocarburant décrites aujourd'hui sont capables de répondre aux demandes des IME pour seulement des applications à court terme à cause de leur courte durée de vie et de leur faible capacité à générer de la puissance.

### **1.2.3 Les piles nucléaires**

Vers 1972, les piles nucléaires ont été introduites dans l'industrie des IME pour prolonger leurs durées de vie. En effet, plusieurs fabricants de stimulateurs cardiaques, dont Medtronic, ont introduit des modèles nucléaires pour leurs gammes de produits de cette époque. Ces dispositifs offrent aux patients la possibilité d'avoir un stimulateur cardiaque implanté durant toute leur vie. La pile nucléaire a ainsi été prouvée sûre et fiable pour les IME. Les matières utilisées pour la maintenir hermétique et correctement blindée comprennent principalement certains alliages de métaux inertes, tels que le platine, le tantale et l'or ou l'alliage d'or. Un autre avantage de la cellule nucléaire est que son énergie de sortie est stable et qu'elle n'est presque pas affectée par

les facteurs externes tels que la température environnante, les produits chimiques, la pression ou le champ électromagnétique. Mais jusqu'à présent, le coût d'une pile nucléaire est encore très élevé. En effet, les matériaux utilisés à l'intérieur de la cellule, en particulier le radionucléide, sont très difficiles à extraire et à exploiter [11].

Les piles peuvent parfois être indésirables en raison de leurs tailles, leur durée de vie limitée ou leur toxicité. Or dans les IME commerciaux, elles sont souvent utilisées, mais elles requièrent un rechargement régulier sans se rendre à la chirurgie. C'est ce qui explique la nécessité d'avoir une source d'énergie externe qui alimente sans fil l'implant. La transmission d'énergie sans fil se produit toujours à travers des ondes qui se propagent dans l'espace ainsi que dans le corps humain. Une brève explication du phénomène de propagation d'ondes est requise pour introduire de nouveaux vocabulaires et aider à mieux comprendre ce qui suit.

### **1.3 Sources d'alimentation externes**

Conformément à la définition des zones de propagation disponibles (annexe A), deux types de transmission d'énergie sans fil peuvent être distingués :

- Une propagation radiative d'ondes électromagnétiques (le lien RF et le lien optique) ou acoustiques (le lien ultrasonore). La transmission d'énergie est dite radiative quand le récepteur est situé dans le champ lointain de l'émetteur.

- Un couplage électrique (lien capacitif, lien de conduction) ou magnétique (lien inductif). Pour ces deux types de couplages, la distance qui sépare l'émetteur au récepteur est supposée courte par rapport à la longueur d'onde, de sorte que seul le champ proche soit d'importance.

En dehors de la partition selon la zone de propagation de l'onde, d'autres systèmes d'alimentation et de recharge ont aussi été proposés. Ils sont basés sur de différents phénomènes comme la thermoélectricité et le couplage à aimants permanents.

#### **1.3.1 Lien RF**

À la base, le lien radiofréquence (RF) est fondé sur la propagation d'une onde électromagnétique (EM) produite par une antenne d'émission vers une antenne réceptrice à travers un milieu donné. Une partie de ce qui est capté par l'antenne de réception est alors

amenée à la charge à distance  $Z_{charge}$ . Une représentation schématique du lien RF est donnée par la figure 1.1. La répartition des champs électriques et magnétiques pour ce type de liaison est déterminée par les fameuses équations de Maxwell.

Étant donné les dimensions des implants typiques (de l'ordre des centimètres), une antenne efficace de réception de puissance radiative devient possible que dans la gamme des GHz. Cependant à ces fréquences, la puissance absorbée, image de l'atténuation par les tissus biologiques, est énorme. En outre, les phénomènes de réflexion à l'interface air-tissu compliquent davantage les choses. Les membranes cellulaires agissent en tant que couches isolantes avec une haute capacité lorsque la fréquence devient inférieure à environ 100 MHz. À l'inverse pour des fréquences plus élevées, la réactance du condensateur des cellules diminue de telle sorte que les courants pénètrent aussi dans le milieu intracellulaire [12].

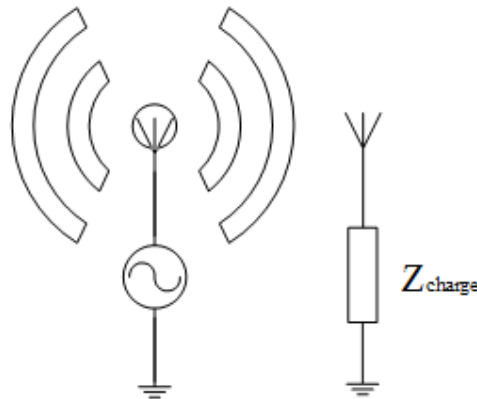


Figure 1.1 : Principe de la transmission d'énergie radiative sans fil

### 1.3.2 Lien optique

La liaison optique est un cas distinct de la transmission d'énergie radiative. Sa principale distinction avec les liaisons RF est la façon dont le rayonnement est généré et capturé. En effet, les transmetteurs RF typiques utilisent des antennes et des circuits résonants, tandis que les liaisons optiques utilisent des lampes, des diodes électroluminescentes (DEL) ou un laser qui génèrent de la lumière infrarouge. La lumière visible et ultra-violette (UV) sont rarement utilisées, car ils ne pénètrent pas assez bien dans le corps et ils présentent un danger potentiel pour celui-ci [13]. Les récepteurs optiques sont généralement construits par des transistors ou des

diodes photosensibles [14]. Un système de transmission optique conventionnel à travers la peau est présenté dans la figure 1.2. Elle est constituée de deux éléments. Le premier est l'unité de base qui représente la source à l'extérieur du corps. Cette source peut être soit une diode laser ou une DEL. Le second est l'unité à distance implantée dans le corps, elle est composée de détecteurs de lumière qui peuvent être soit des photodiodes ou des phototransistors. Ces cellules photosensibles convertissent l'énergie optique en énergie électrique pour pouvoir ensuite alimenter directement l'implant ou accumuler l'énergie dans des piles rechargeables [15].

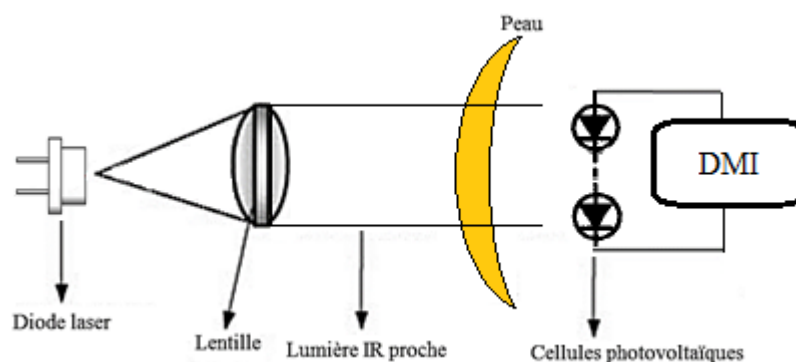


Figure 1.2 : Système de transmission d'énergie laser

Les diodes laser (appelés aussi laser à semi-conducteur) génèrent une énergie lumineuse intense, concentrée et étroite admettant une seule longueur d'onde. Son efficacité énergétique peut dépasser 50%. Tandis que les diodes électroluminescentes DEL émettent de la lumière dans presque toutes les directions et sur une large plage de longueurs d'onde. L'efficacité énergétique peut être proche de 10% [16]. Certaines expériences sur le rechargement optique ont été menées. Les résultats montrent qu'une photodiode de surface  $2,1 \text{ cm}^2$  émettant une lumière infrarouge (IR) avec une densité de puissance de  $22 \text{ mW/cm}^2$  peut fournir suffisamment d'énergie dans les 17 minutes pour permettre à un stimulateur cardiaque consommant  $1,20 \text{ mW}$  de fonctionner 24 heures [17]. L'avantage majeur de ce type est son niveau élevé d'immunité contre les interférences électromagnétiques (EMI). De plus, les rayons IR ne sont pas absorbés, mais réfléchissent dans la pièce, ce qui maintient le niveau du signal élevé et uniforme dans l'espace. La communication IR avec les appareils implantés dans le corps est donc possible tant que le tissu mou est assez transparent pour les longueurs d'onde de 700 nm et plus. L'absorption de lumière par des tissus mous est fortement liée au comportement optique (absorption et diffusion) de la peau et du sang. Notons d'autre part qu'un rayonnement de très forte intensité peut chauffer la peau et produire de graves brûlures ou bien perturber des liaisons chimiques faibles ou en créer

de nouvelles. Ces effets dépendent de la profondeur de pénétration qui se réalise en fonction de la longueur d'onde et du temps d'exposition [18]. De plus, l'atténuation de l'amplitude du signal transmis dépend fortement de la distance et de la transparence du milieu de propagation [19-21].

### 1.3.3 Lien ultrason

Le son est une perturbation de pression superposée à la pression environnante. C'est ce qui explique la nécessité d'un support physique, contrairement aux ondes électromagnétiques qui se propagent également dans le vide. Les ultrasons sont des ondes acoustiques simples avec une fréquence supérieure à la gamme audible de 20 Hz-17 kHz. Les fréquences des signaux ultrasonores s'étendent de la limite maximale des fréquences audibles jusqu'aux fréquences d'agitation thermique des molécules de la matière (soit  $10^{13}$  Hz ou 10 THz) [22]. Le transfert d'énergie à travers la peau nécessite d'un capteur externe (émetteur) attaché à la surface de la peau face à un transducteur implanté (récepteur). Une source d'énergie électrique alimente alors le transmetteur qui convertit l'énergie électrique en ondes de pression acoustique. Les ondes acoustiques transportent ensuite l'énergie à travers le tissu vers le récepteur implanté à l'intérieur du lobe de rayonnement de l'émetteur [23, 24]. Les instruments traditionnels à ultrasons ont été principalement utilisés comme un outil de diagnostic et de stimulation. Ces instruments fonctionnent à l'extérieur du corps humain. Ils transmettent les ultrasons pour pénétrer dans le corps et recevoir l'écho. En recevant la rétroaction, ils peuvent construire une image d'une certaine structure cible à l'intérieur du corps ou surveiller certains paramètres nécessaires tels que la température des tissus [23]. En plus de pouvoir servir comme un outil de diagnostic et de suivi, l'ultrason peut aussi être utilisé comme un stimulateur de neurones pour actionner une puce piézo-électrique. Dans une situation pratique, les éléments piézo-électriques sont généralement implantés dans le corps humain, ils sont ensuite activés mécaniquement par émission d'ultrasons pour pouvoir produire du courant capable de stimuler les neurones [25]. Phillips et coll. ont testé ce stimulateur sur les ouaouarons américains [26]. La tension de sortie de l'implant se situe entre 1,0 et 1,8 V, ce qui est suffisamment élevé pour recharger une pile secondaire ou exécuter directement le circuit de stimulation.

Toutefois, la longueur d'onde des ultrasons n'est pas facile à choisir en pratique. Bien que les longues longueurs d'onde ultrasons puissent pénétrer plus profondément dans le corps humain, ils sont généralement répartis sur une superficie plus grande que celle de la cible, ce qui

pourrait affecter les tissus voisins. En revanche, les ondes de courte longueur sont plus faciles à se concentrer sur la zone cible, mais elles ne peuvent malheureusement pas pénétrer dans le corps à des profondeurs souhaitables. Aussi, il est nécessaire d'ajouter un couplant (gel) entre le transducteur et la peau pour assurer la transmission des ondes. En effet, une onde acoustique qui se déplace d'un milieu à un autre, ayant des impédances acoustiques différentes, engendre une réflexion de l'onde (écho) [27].

### 1.3.4 Lien capacitif

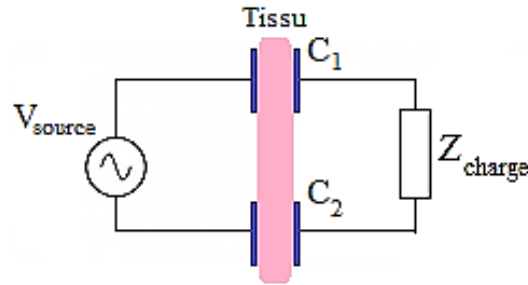


Figure 1.3 : Principe du lien capacitif.

L'exemple le plus simple d'un lien capacitif est illustré à la figure 1.3. Des plaques réceptrices sont placées à l'intérieur du corps, tandis que les plaques émettrices sont placées à l'extérieur. Le tissu corporel agit dans ce cas comme un diélectrique avec pertes en raison de sa propriété de conductivité. Une source de courant alternatif est impérative pour la transmission de puissance capacitive, puisqu'un courant DC sera bloqué par un condensateur [28]. La tension aux bornes de la charge de sortie  $V_{charge}$  du lien capacitif illustré à la figure 1.3 peut-être donnée par :

$$V_{charge} = V_{source} \frac{Z_{charge}}{Z_{charge} + \frac{1}{j\omega} \left( \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} \right)} \quad (1.1)$$

Pour avoir moins de perte énergétique, la fréquence d'opération ainsi que les valeurs de capacité  $C_1$  et  $C_2$  doivent être importantes. Or, plus la distance de séparation est élevée, plus la valeur de capacité est faible, plus le besoin en tension sera nécessaire du côté de l'émission, ainsi plus grande sera la dissipation de la puissance dans les électrodes de transmission. Toutefois, l'impédance entre l'émetteur et le récepteur peut être réduite en agrandissant la zone d'électrode.

Dans un lien capacitif, l'intervalle d'air prend la majeure partie de la chute de tension. Il est donc essentiel d'établir un bon contact électrique avec le corps, que ce soit à l'émission ou à la réception [29-31]. Cette technique est souvent utilisée pour le transfert des données que pour l'alimentation à cause de sa faible aptitude de production de l'énergie.

### 1.3.5 Lien de conduction

Il existe d'autres conducteurs de courant électrique à part les métaux comme la solution d'eau salée, le plasma ou encore les tissus de l'organisme. En effet, la conductivité électrique des tissus de l'organisme peut être utilisée pour établir une connexion galvanique directe à travers le corps (figure 1.4) [32]. Cette propriété permet d'utiliser le corps humain à la fois pour faire transiter les données, mais aussi pour transférer une faible puissance. Le système de communication est éventuellement couplé au corps humain par des électrodes dont la structure est l'un des principaux enjeux pour pouvoir transmettre via le corps humain. Notons aussi que, plus la distance entre les électrodes est courte, plus la différence de potentiel aux bornes de la charge secondaire est importante. Également, un mauvais contact électrique avec le milieu peut provoquer des chutes de tension et des pertes supplémentaires. Mais les résistances de contact peuvent être réduites en agrandissant la surface des électrodes [33].

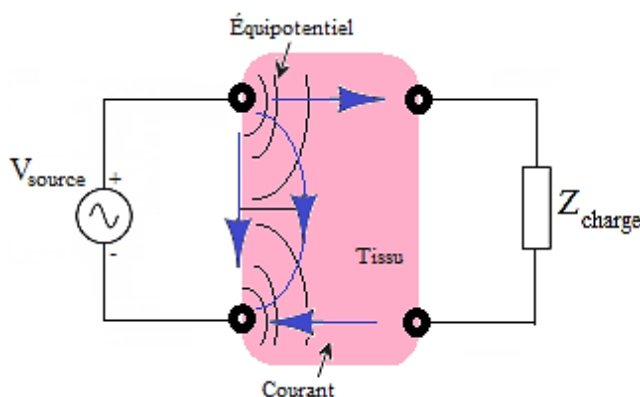


Figure 1.4 : Principe du lien de conduction

Un des avantages de ce système est que les données et l'énergie peuvent être échangées par nos actions naturelles. Le PDG d'Ericsson a démontré cette technique lors d'une conférence de presse au CES de Las Vegas le 11 janvier 2012, en transférant une photo à partir d'un téléphone intelligent tenu par une main vers un téléviseur touché par l'autre main. Son corps a alors servi de

conducteur pour transmettre des informations, sans aucun support électrique [34]. Cette technologie est encore au stade de la recherche et des précautions particulières doivent être prises. Le signal doit être alternatif de faible fréquence et maintenu en deçà des niveaux de sensation et de la stimulation.

### 1.3.6 Lien inductif

La transmission inductive est tout à fait différente du mécanisme de transmission capacitive. La figure 1.5 montre le principe de transfert d'énergie inductive. Un courant alternatif à travers la bobine externe induit un champ magnétique alternatif. Ce champ magnétique est capté par une bobine de réception, produisant une force électromotrice (f.é.m.) dans celui-ci. Ainsi, la puissance est transférée à l'implant.

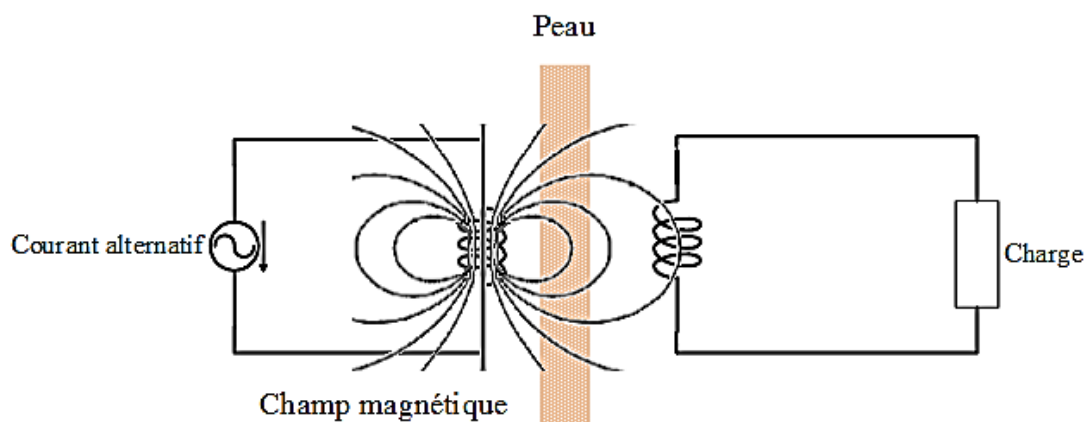


Figure 1.5 : Principe de transmission de puissance par lien inductif

Notons que les dimensions des bobines sont toujours supposées petites par rapport à la longueur d'onde et seul le champ proche est considéré. Un couplage magnétique très fort peut être réalisé par une canalisation du flux magnétique à l'aide d'un noyau ferromagnétique. Dans ce cas, les flux magnétiques à travers les bobines de transmission et de réception sont presque identiques, comme pour un transformateur par exemple. Cependant pour des implants biomédicaux, un noyau ferromagnétique est difficile à réaliser et donc seulement une petite partie du flux magnétique est captée par la bobine secondaire. Afin de garantir la sécurité humaine, la puissance transmise de l'unité extérieure doit alors être conforme aux normes de sécurité.



Dans un lien inductif, le courant est beaucoup plus important dans les bobines d'induction que dans les tissus biologiques environnants. En fait, étant donné que la conductivité du corps humain est minime devant celle du cuivre utilisé pour le bobinage, le champ électrique ne s'écoule pas à travers le corps, ce qui définit la transmission de puissance inductive comme le standard dans l'alimentation transcutanée. Bien que les liens inductifs aient été initialement conçus pour le transfert de puissance, ils disposent la possibilité d'un transfert des données vers l'implant par une modulation puis une démodulation au côté secondaire [35], sachant qu'un débit élevé de données nécessite une haute fréquence de transfert de puissance (minimum une vingtaine de fois le débit de données). L'implant peut également transmettre des données dans la direction opposée, vers le contrôleur externe, en modulant sa consommation d'énergie [36-38] ou en modifiant les caractéristiques de réglage de la bobine secondaire et de son condensateur de résonance [39]. Une description plus détaillée sur les caractéristiques du lien inductif, de son architecture et de son principe de fonctionnement sera abordée dans le deuxième chapitre.

### 1.3.7 La thermoélectricité

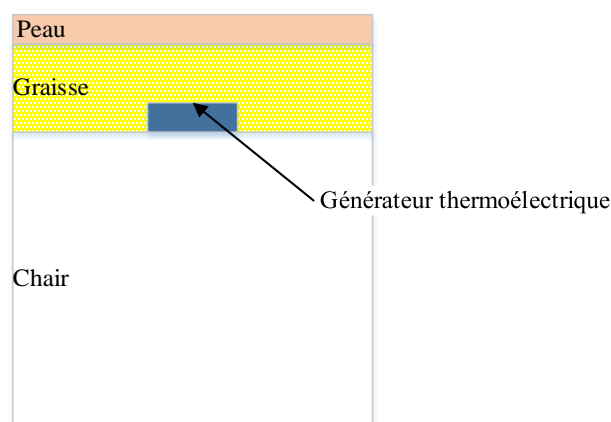


Figure 1.6 : Un générateur de puissance thermoélectrique implanté dans le corps humain

Puisque l'énergie thermique peut être obtenue directement à partir du corps humain, un générateur de puissance thermoélectrique peut être une éventualité prometteuse pour exploiter l'énergie de la chaleur du corps et la convertir en électricité et puis charger les piles intégrées dans les IME (figure 1.6). Les différences de température existent par nature dans les différentes parties du corps humain (peau, muscle, graisse) [40]. D'ailleurs, la différence de température maximale entre le corps et la surface de la peau est d'environ 8°K. Cela peut produire une faible

tension dans l'IME. Dans les expériences *in vivo* où un générateur thermoélectrique a été implanté dans le corps d'un lapin, la différence de température peut être de  $5.7^{\circ}K$  et la tension de sortie peut atteindre environ 25 mV au maximum. La tension de sortie peut encore augmenter en refroidissant la surface de la peau mais ceci n'est pas une solution pratique pour alimenter un IME [41]. Couplage à aimant permanent

En 1986, Suzuki et al ont présenté une autre proposition pour alimenter les IME. Le système de production de la puissance électrique utilise un couple magnétique pour transmettre l'énergie dans les dispositifs médicaux électroniques implantés en profondeur comme le montre la figure 1.7. En fait, des pôles magnétiques attachés à un rotor externe génèrent un champ magnétique rotatif. Un deuxième rotor implanté sous la peau est attiré par le champ magnétique alternatif extérieur et le met, par conséquent, en rotation. Le mouvement de rotation est transformé en électricité et le dispositif implanté sera en effet alimenté. Plusieurs pôles magnétiques (12 pôles) ont été fixés à la paroi interne du rotor 2 afin d'accélérer de manière significative la rotation des rotors et générer une haute tension de sortie. La sortie du générateur est appliquée à la pile rechargeable par l'intermédiaire du redresseur et du chargeur. Par ce moyen, une puissance de sortie de 1,9 W peut être obtenue (4,9 V, 390 mA). De plus, la pile prend 10 heures pour se charger complètement [42, 43]. La documentation mettant l'accent sur la compatibilité entre ces générateurs électriques implantables électromagnétiques et le corps humain n'est pas encore disponible.

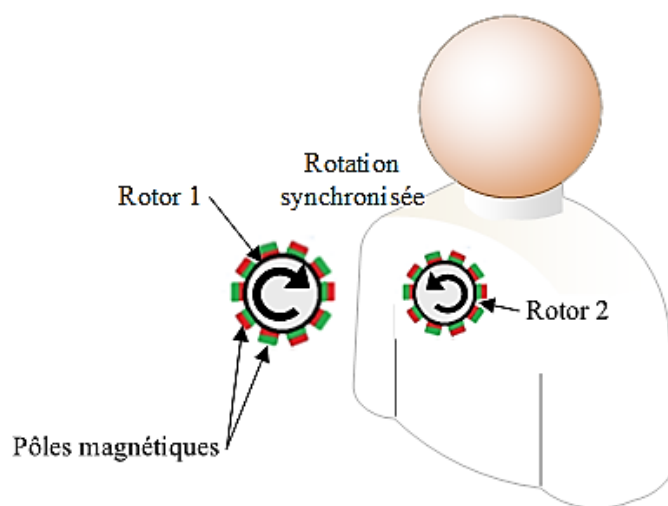


Figure 1.7 : Principe du système de transmission d'énergie à aimant permanent

## 1.4 Dispositifs médicaux commerciaux

Tableau 1-1 : Liste de quelques IME commerciaux employant le lien inductif

Compagnie (Modèles des processeurs)	Applications	Privilèges
<i>Advanced Bionics (Neptune, Harmony)</i>	Stimuler le nerf auditif en fonction des sons interceptés par un microphone. (Implant cochléaire)	Aider les personnes à surdité moyenne et importante à entendre.
<i>Cochlear (Nucleus)</i>		
<i>Med-El (OPUS 2, RONDO)</i>		
<i>Neurelec (Saphyr, Digi SP)</i>		
Impulse Dynamics (Optimizer III)	Délivrer des impulsions électriques au cœur.	Augmenter la puissance de pompage du cœur pour les personnes souffrant d'insuffisance cardiaque chronique.
Finetech Medical (Vocare Bladder System)	Restauration du contrôle de la vessie après une lésion de la moelle épinière complète.	Stimulation électrique des nerfs sacrés des patients blessés au niveau de la moelle épinière afin de provoquer une contraction des muscles innervés par eux.
Finetech Medical (STIMuSTEP)	Aide à la correction de la marche pour les patients souffrant du pied tombant	Détection et la stimulation des muscles qui soulèvent le pied lors de la marche normale.
St. Jude Medical (Eon, Eon mini)	Stimulation de la moelle épinière.	Réduire la douleur chronique.
Second Sight (Argus II Retinal Prosthesis System)	Convertir la lumière en impulsions électrochimiques et les envoyer vers le cerveau.	Rétablir une certaine vision fonctionnelle pour les personnes souffrant de cécité.
MetaCure (TANTALUS II)	Traitement du diabète.	Stimulation gastrique entraîne le patient à se sentir rassasié.
ImThera (Aura6000)	Thérapie de l'apnée du sommeil.	Détection de l'apparition d'apnée et stimulation de la langue pour augmenter l'ouverture des voies aériennes pendant le sommeil.

Les implants biomédicaux électroniques commerciaux ainsi que leurs applications se développent à un rythme rapide. Ces IME ont des besoins en énergie qui varient à peu près entre  $30 \mu W$  jusqu'à  $10 W$  dans le cas d'un défibrillateur. Ces besoins peuvent être parfois variables pour un stimulateur neurologique dans le cas de plusieurs sites de stimulations (par exemple dans les cas de la stimulation de la moelle épinière ou la stimulation cérébrale profonde) [44]. La

plupart ou même la totalité des implants commerciaux se servent des piles comme source de puissance. Pour les IME qui nécessitent une forte puissance ou une grande autonomie, les piles rechargeables sont une option permanente. Une recherche minutieuse sur internet et dans un blogue sur ce qui est nouveau et ancien dans le monde des dispositifs médicaux implantables actifs montre que la seule technique sans fil utilisée actuellement pour alimenter les IME commerciaux est le lien inductif [45-47]. Le tableau 1-1 présent une liste des compagnies des IME qui utilisent le lien inductif, soit pour alimenter l'implant directement, soit pour recharger les piles internes ou bien pour transférer des données dans les deux sens. Une récapitulative sur leurs applications et leurs privilèges est aussi introduite.

## 1.5 Conclusion

Tableau 1-2 : Récapitulative sur les raisons de l'exclusion de certaines techniques d'alimentation du marché des IME [27]

<b>Technique d'alimentation sans fil</b>	<b>Raisons</b>
<b>Lien RF</b>	Nocif pour les tissus humains.
<b>Lien optique</b>	Nocif pour les tissus humains.
<b>Lien ultrason</b>	L'atténuation acoustique lors de la propagation de l'onde ultrasonore dans l'air et la nécessité d'un couplant entre le transducteur et la peau.
<b>Lien capacitif</b>	Faible capacité de production d'énergie (limitée par la tension maximale autorisée aux bornes des capacités du lien), courte portée.
<b>Lien de conduction</b>	Faible capacité de production d'énergie (limité par le niveau du courant maximal autorisé dans le milieu), courte portée.
<b>Thermoélectricité</b>	Faible capacité de production d'énergie.
<b>Aimant permanent</b>	Manque d'information sur la biocompatibilité, le confort et les vibrations dans le corps.

Plusieurs méthodes d'alimentation sans fils des IME ont évolué au fil des années. Dans la littérature ainsi que sur le marché des IME, la transmission de puissance par lien inductif est la méthode la plus utilisée. Elle est caractérisée par sa biocompatibilité et sa capacité de transférer aisément l'énergie requise au bon fonctionnement des IME. Les raisons pour lesquelles les autres techniques n'ont pas été employées commercialement sont récapitulées dans le tableau 1-2.

Bien que chacune de ces méthodes puisse faire l'objet de recherches plus approfondies, les raisons mentionnées dans le tableau 1-2 sont suffisantes pour justifier leur disqualification. En conséquence, la transmission de puissance inductive demeure, jusqu'à présent, la technique la plus appropriée pour alimenter à distance les IME. Dans le prochain chapitre, nous étudierons en détail la théorie et l'architecture de base d'un système de transfert d'énergie par lien inductif et nous exposerons la problématique à traiter dans ce mémoire.

## CHAPITRE 2 TRANSFERT D'ÉNERGIE PAR COUPLAGE INDUCTIF

### 2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter les aspects fondamentaux de l'alimentation inductive. Au début, un rappel de la théorie du couplage magnétique va être survolé. Ensuite, nous allons caractériser le couplage inductif pour démontrer l'impact de la variation des paramètres du lien sur la qualité du transfert d'énergie. Ce chapitre comprend également un aperçu des différents blocs du transmetteur d'énergie inductive comme l'oscillateur et l'amplificateur de puissance.

### 2.2 Couplage Inductif

#### 2.2.1 Théorie de l'induction magnétique

Comme nous avons déjà mentionné dans le premier chapitre, le lien inductif est constitué d'une bobine primaire émettant un champ magnétique  $\vec{B}$ . Ce champ induit dans toute bobine de son entourage proche une tension qui oscille selon la fréquence du champ. L'induction magnétique  $\vec{B}$  peut-être l'origine du mouvement des charges électriques dans un conducteur. Elle est caractérisée, d'une part, par une direction décrite par la «règle de la main droite», comme le montre la figure 2.1 et d'autre part, par une amplitude calculée à partir de la loi d'Ampère:

$$\oint \vec{B} d\vec{l} = \mu_0 i \quad (2.1)$$

Avec  $i$  est le courant qui traverse un conducteur électrique de longueur élémentaire  $dl$  et  $\mu_0$  est la perméabilité dans le vide ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H / m}$ ).

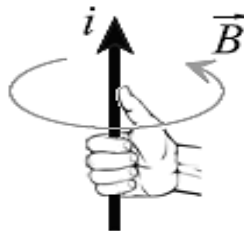


Figure 2.1 : Règle de la main droite pour définir la direction du champ magnétique.

Chaque élément de courant  $i d\vec{l}$  crée en un point  $P$  un champ magnétique élémentaire  $d\vec{B}$ , perpendiculaire au plan défini par  $P$  et  $d\vec{l}$ . Ceci est exprimé par l'intégration de la loi de Biot et Savart :

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{idl \sin\theta}{r^2} \quad (2.2)$$

Où  $r$  est la distance entre l'élément de longueur  $d\vec{l}$  et le point  $P$ .

La quantité de champ magnétique passant à travers une surface donnée  $S$  désignée par le flux magnétique  $\Phi_B$  est exprimée par :

$$\Phi_B = \iint_S B dS \quad [\text{Weber}] \quad (2.3)$$

Selon la loi de Faraday, la variation de ce flux magnétique à travers un conducteur en forme de boucle induit une force électromotrice  $e_m$  (ou f.é.m.) dans cette boucle :

$$e_m = \oint \vec{E} d\vec{l} = \frac{d\Phi_B}{dt} \quad [V] \quad (2.4)$$

Où  $\vec{E}$  est le champ électrique induit par la variation du flux magnétique  $\Phi_B$ .

D'après la même loi, si deux bobines sont à proximité l'une de l'autre, le courant  $i_1$  qui circule dans la bobine primaire  $L_1$  met en place un flux magnétique  $\Phi_{21}$  à travers la bobine secondaire  $L_2$ . Une force électromotrice induite apparaît alors dans la bobine secondaire  $L_2$ . La f.é.m. dans la bobine  $L_2$  correspond à une tension  $V_2$  à ses bornes telle que :

$$V_2(t) = \frac{d\Phi_{21}(t)}{dt} \quad (2.5)$$

Le calcul du flux magnétique  $\Phi_{21}$ , à l'aide du théorème de Stokes et la formule de Neumann [48], nous mène à une expression bien connue dans un système doté de deux bobines couplées magnétiquement :

$$V_2(t) = M_{21} \frac{di_1(t)}{dt} \quad (2.6)$$

Où  $M_{21}$  est l'inductance mutuelle. Il est défini comme le rapport entre le flux partiel  $\Phi_{21}$  capté par  $L_2$  sur le courant qui circule dans  $L_1$ .

$$M_{21} = \frac{\Phi_{21}}{i_1} \quad (2.7)$$

En outre, si le circuit secondaire est fermé, alors la force électromotrice induite tend à faire circuler un courant  $i_2$  qui lui-même provoque un champ magnétique supplémentaire. Ce champ s'oppose à la variation de flux d'origine  $\Phi_{21}$ , c'est-à-dire à la cause qui lui a donné naissance (loi de Lenz). Le courant  $i_2$  induit de la même manière, une tension  $V_1$  dans la bobine  $L_1$ :

$$V_1(t) = M_{12} \frac{di_2(t)}{dt} \quad (2.8)$$

Il pourrait être prouvé que les coefficients d'induction mutuelle sont identiques et que leur unité est la même que pour une inductance [48].

$$M_{12} = M_{21} = M \text{ (Henry)} \quad (2.9)$$

L'inductance mutuelle  $M$  est alors le paramètre qui décrit le couplage entre deux bobines.

D'autre part, il n'est pas vraiment nécessaire d'avoir deux bobines pour produire des phénomènes d'induction. Une force électromotrice d'induction apparaît également dans une seule bobine si le courant dans cette bobine est variable.

$$V_1(t) = L_1 \frac{di_1(t)}{dt} \quad (2.10)$$

Ce phénomène est appelé auto-induction avec  $L_1$  est l'inductance propre, nommée aussi auto-inductance. Comme le montre l'expression (2.11), cette inductance est directement proportionnelle au carré du nombre de spires  $n_1$  de la bobine et en fonction de la géométrie de la bobine présentée par la section du fil  $A_1$  et de sa longueur  $l_1$ .



$$L_1 = \frac{\mu_0 n_1^2 A_1}{l_1} \text{ (Henry)} \quad (2.11)$$

Les deux phénomènes d'induction (auto-induction et induction mutuelle) agissent toujours simultanément. De cette façon, le réseau d'équations pour l'ensemble des deux bobines est :

$$V_1(t) = L_1 \frac{di_1(t)}{dt} + M \frac{di_2(t)}{dt} \quad (2.12)$$

$$V_2(t) = M \frac{di_1(t)}{dt} + L_2 \frac{di_2(t)}{dt} \quad (2.13)$$

Si le modèle RL série est utilisé pour les deux bobines (figure 2.2), les résistances séries équivalentes  $r_1$  et  $r_2$  seront alors ajoutées aux équations (2.12) et (2.13). D'où la relation suivante :

$$V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + j\omega L_1 & j\omega M \\ j\omega M & r_2 + j\omega L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Avec  $\omega$  est la fréquence angulaire du signal exprimée aussi en fonction de la fréquence  $f$ :

$$\omega = 2\pi f \quad (\text{radians /seconde}) \quad (2.15)$$

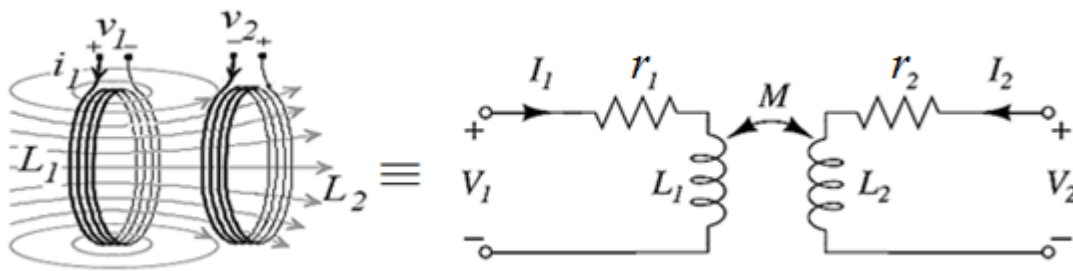


Figure 2.2 : Deux bobines couplées entre eux et leur modèle électronique.

Pour exprimer le couplage entre deux bobines, il existe une autre variable hormis l'inductance mutuelle  $M$ . C'est le facteur de couplage  $k$  dont la valeur est comprise entre 0 et 1:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.16)$$

Ce facteur dépend fortement de la géométrie des bobines (dimension et forme), de leur position relative (distance et angle) et de la propriété de leurs matériaux. Ainsi, lui donner une expression analytique de façon judicieuse n'est pas une tâche facile. Cependant, Roz et Fuentes l'ont estimé par l'équation suivante [49]:

$$k = \frac{r_{L1}^2 r_{L2}^2 \cos \theta}{\sqrt{r_{L1} r_{L2}} \left( \sqrt{d_a^2 + r_{L1}^2} \right)^3} \quad (2.17)$$

$r_{L1}$  et  $r_{L2}$  sont les rayons respectifs de la bobine primaire et secondaire;  $d_a$  et  $\theta$  sont respectivement la distance axiale et l'angle entre les bobines. Néanmoins, l'équation (2.17) ne s'applique que si  $r_{L2} \leq r_{L1}$ .

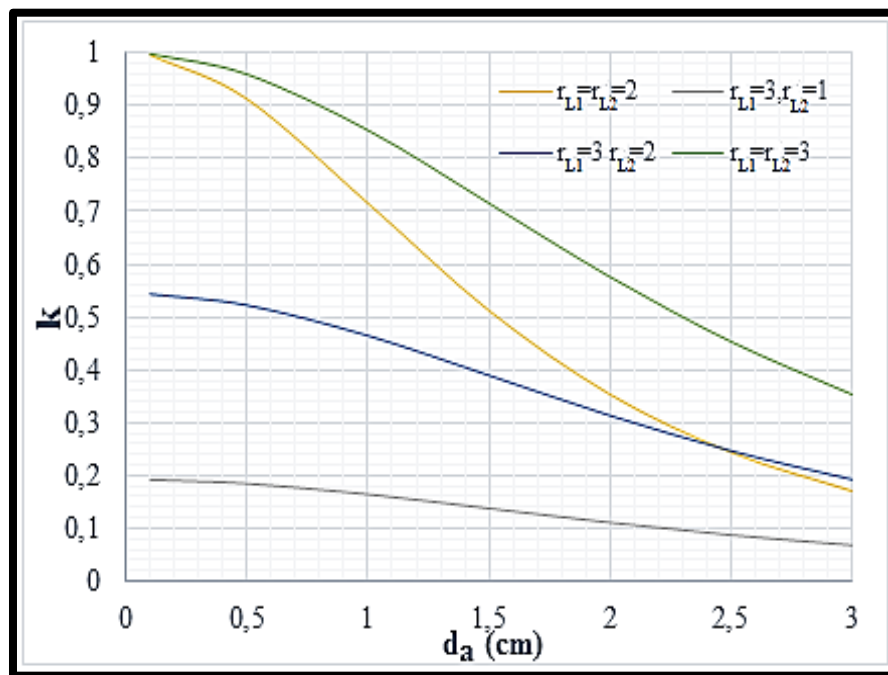


Figure 2.3: Facteur de couplage en fonction de la distance entre deux bobines

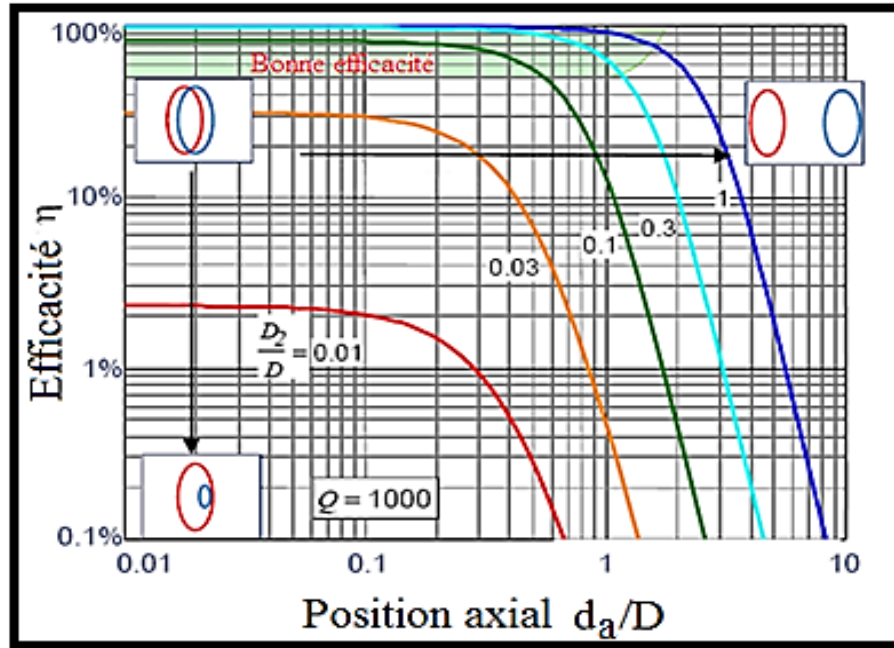


Figure 2.4 : L'efficacité énergétique entre deux bobines (tiré de [50])

Dans le cas des deux bobines alignées axialement ( $\theta = 0$ ), un écartement des bobines entraîne une diminution non linéaire du facteur de couplage  $k$ . cela peut-être remarquée dans la figure 2.3 interprétée de l'équation (2.17). On constate aussi que le facteur de couplage augmente tout en agrandissant le rayon des bobines. D'autre part, le facteur de couplage est nettement plus grand pour des bobines de mêmes rayons. Ces résultats viennent bien confirmer les mesures réalisées par le groupe de recherche de Philips à Eindhoven. Ils démontrent qu'une efficacité de puissance optimale est atteinte lorsque les bobines primaires et secondaires ont les mêmes rayons. Leur résultat a été exposé dans la figure 2.4 qui présente dans une échelle logarithmique, l'efficacité énergétique en fonction de la distance axiale entre les bobines  $d_a$  (normalisée avec le diamètre de la plus grande bobine  $D$ ). L'efficacité a été prélevée pour différents ratios de diamètre  $\frac{D_2}{D}$ , avec  $D_2$  est le diamètre de la plus petite bobine [50].

Un autre paramètre influent dans les systèmes de transfert d'énergie inductif est le facteur de qualité  $Q$  de la bobine. Il représente le rapport entre la réactance et la partie réelle de son impédance. Les facteurs  $Q$  des bobines primaire et secondaire (figure 2.2) sont définis comme suit:

$$\begin{cases} Q_1 = \frac{\omega L_1}{r_1} \\ Q_2 = \frac{\omega L_2}{r_2} \end{cases} \quad (2.18)$$

D'une manière générale, une bobine adéquate est une bobine de facteur  $Q$  élevé, toujours dans le but d'augmenter l'efficacité. À première vue, on peut dire que ceci est obtenu facilement pour des fréquences d'opération élevées ainsi que pour des bobines de grandes inductances et de faibles résistances. Or, pratiquement, ces paramètres sont fortement dépendants et l'amélioration de l'une peut dégrader l'autre. D'où, la conception et l'optimisation des paramètres des bobines nécessitent une attention particulière et constitue tout seul un sujet de recherche minutieux [51, 52]. Cette étude ne sera pas abordée dans ce rapport, car le transmetteur proposé est conçu pour opérer avec une large gamme de bobines et ce dans le but de fournir un système flexible et adaptatif.

### **2.2.2 Impact de la variation de la charge et de $k$ sur la fréquence de résonance primaire**

Pour que le modèle électrique du couplage inductif corresponde le plus possible à un lien inductif réel, on ajoute au schéma équivalent de la figure 2.2:

- une charge au côté secondaire qui symbolise le redresseur, le régulateur de tension ainsi que la charge de sortie. Cette charge équivalente peut être capacitive ou inductive, mais il est habituel de le représenter comme une résistance  $R_L$  pour simplifier l'analyse du circuit.
- Deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  respectivement dans les circuits primaire et secondaire pour assurer un fonctionnement à la résonance et améliorer l'efficacité énergétique du lien.

Selon la disposition des condensateurs avec les bobines, il existe quatre combinaisons possibles du lien inductif associant deux types de circuits secondaires (résonant-série ou résonant-parallèle) avec deux types de circuits primaires (résonant-série ou résonant-parallèle). Dans ce travail, nous choisissons le circuit primaire résonant-série pour des raisons de simplicité. Les figures 2.5.a et 2.5.b présentent les deux approches, série-série (SS) et série-parallèle (SP), à

analyser pour étudier l'impact de la variation de la charge secondaire  $R_L$  et du facteur de couplage  $k$  sur le circuit primaire et sur la qualité du lien.

Pour un modèle de circuit simplifié, les valeurs des résistances séries équivalentes de la bobine primaire  $r_1$  et secondaire  $r_2$  sont ignorées, car ils sont généralement beaucoup plus faibles que la charge  $R_L$ .

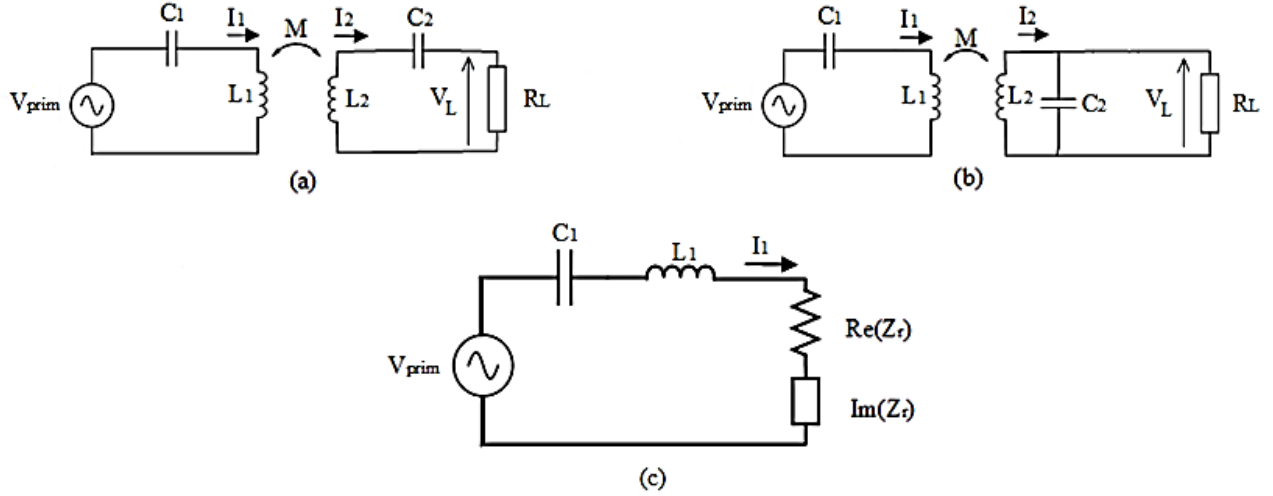


Figure 2.5 : Le modèle de couplage (a) série-série (SS) et (b) série-parallèle (SP) et (c) leur circuit équivalent vu du côté primaire.

La figure 2.5.c représente le circuit équivalent des systèmes (SS) et (SP) observé à partir de la source de tension alternative  $V_{prim}$ . Une application simple de la loi d'ohm conduit à la détermination de l'impédance équivalente vue du côté primaire lors du couplage :

$$Z_{prim} = \frac{V_{prim}}{I_1} = Re(Z_r) + j \left( \omega L_1 + Im(Z_r) - \frac{1}{\omega C_1} \right) \quad (2.19)$$

Où  $Z_r$  est l'impédance réfléchie du circuit secondaire vers le primaire dont la formule est de la forme :

$$Z_r = Re(Z_r) + j Im(Z_r) = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \quad (2.20)$$

Avec  $Re(Z_r)$ ,  $Im(Z_r)$  et  $Z_2$  sont respectivement la résistance réfléchie, la réactance réfléchie et l'impédance totale du circuit secondaire. Cette dernière est exprimée dans (2.21) pour chacune des approches SS et SP.

$$Z_2 = \begin{cases} j\omega L_2 - j\frac{1}{\omega C_2} + R_L & (SS) \\ j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2 + \frac{1}{R_L}} & (SP) \end{cases} \quad (2.21)$$

En substituant (2.21) dans (2.20), on obtient respectivement la résistance réfléchie pour les approches SS et SP:

$$\begin{cases} Re(Z_r) = \frac{\omega^4 C_2^2 M^2 R_L}{(\omega^2 C_2 L_2 - 1)^2 + \omega^2 C_2^2 R_L^2} & (SS) \\ Re(Z_r) = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{R_L^2 (\omega^2 C_2 L_2 - 1)^2 + \omega^2 L_2^2} & (SP) \end{cases} \quad (2.22)$$

D'où, la puissance transférée du primaire au secondaire est égale à la résistance réfléchie multipliée par le carré du courant primaire [53]:

$$P_{sec} = Re(Z_r) I_1^2 \quad (2.23)$$

Si la fréquence d'opération est égale à la fréquence de résonance du côté secondaire :

$$\omega = \omega_{r2} \approx \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2.24)$$

(2.22) est simplifié et on obtient :

$$\begin{cases} Re(Z_r) = \frac{\omega_{r2}^2 M^2}{R_L} & (SS) \\ Re(Z_r) = \frac{M^2 R_L}{L_2^2} & (SP) \end{cases} \quad (2.25)$$

On constate que la résistance réfléchie (dans les deux approches) est proportionnelle au carré de l'inductance mutuelle. Donc, un fort couplage entre les deux bobines augmente évidemment la puissance transférée au circuit secondaire  $P_{sec}$ .

De la même façon à partir de (2.20) et (2.21), les réactances réfléchies peuvent aussi être déterminées :

$$\begin{cases} Im(Z_r) = \frac{-\omega^3 C_2 M^2 (\omega^2 C_2 L_2 - 1)}{(\omega^2 C_2 L_2 - 1)^2 + \omega^2 C_2^2 R_L^2} & (SS) \\ Im(Z_r) = \frac{-\omega^3 M^2 [C_2 R_L^2 (\omega^2 C_2 L_2 - 1) + L_2]}{R_L^2 (\omega^2 C_2 L_2 - 1)^2 + \omega^2 L_2^2} & (SP) \end{cases} \quad (2.26)$$

À la résonance du circuit secondaire, on aura :

$$\begin{cases} Im(Z_r) = 0 & (SS) \\ Im(Z_r) = \frac{-\omega_{r2} M^2}{L_2} & (SP) \end{cases} \quad (2.27)$$

Comme la montre cette équation, pour une approche (SS), la réactance réfléchie est nulle quand  $\omega = \omega_{r2}$ , alors que pour une approche (SP), le circuit secondaire reflète une inductance négative d'expression :

$$L_r = -\frac{M^2}{L_2} \quad (2.28)$$

La figure 2.6 montre le comportement de l'inductance réfléchie suite à une variation du facteur du couplage  $k$ . Pour cet exemple, les auto-inductances choisies de la bobine primaire  $L_1$  et celle du secondaire  $L_2$  prennent respectivement les valeurs  $0.8 \mu H$  et  $0.5 \mu H$ . On voit clairement que pour de faibles couplages, l'inductance réfléchie tend vers 0 et que sa valeur absolue augmente tout en augmentant le facteur de couplage  $k$ . On constate aussi que pour un couplage parfait ( $k=1$ ), l'inductance réfléchie  $L_r$  équivaut à l'auto-inductance primaire  $L_1$ , mais de signe opposé, ce qui annule l'inductance totale effective du côté primaire  $L_{eff1}$  et augmente infiniment la fréquence de résonance primaire.

$$L_{eff1} = L_1 + L_r \quad (2.29)$$

Or, dans le cas des IME, cette situation ne peut pas se présenter puisqu'au moins une couche de peau sépare le transmetteur de l'IME.

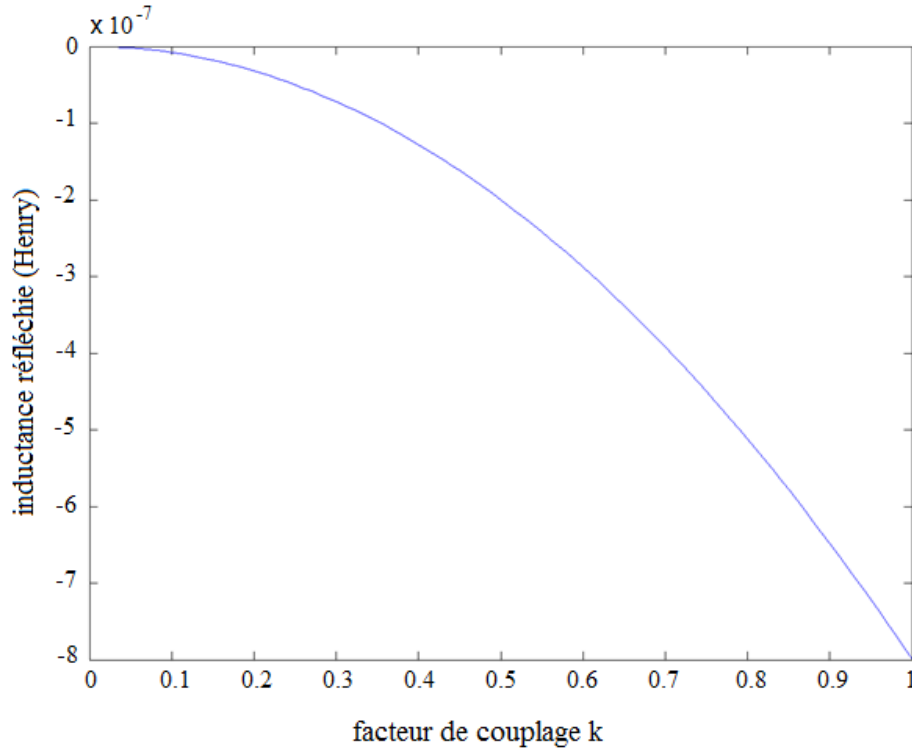


Figure 2.6 : L'inductance réfléchie du secondaire vers le primaire en fonction du facteur de couplage k.

Afin d'assurer une transmission d'énergie maximale, la réactance de l'impédance équivalente vue du côté primaire  $Im(Z_{prim})$ , qui symbolise la puissance réactive, doit être annulée [53]:

$$Im(Z_{prim}) = j \left( \omega L_1 + Im(Z_r) - \frac{1}{\omega C_1} \right) = 0 \quad (2.30)$$

Pour atteindre cet objectif, le contrôle de la capacité primaire peut être un moyen pour compenser à la fois l'auto-inductance primaire  $L_1$  et la réactance réfléchie  $Im(Z_r)$ . En substituant (2.27) dans (2.30), la valeur de la capacité primaire de compensation est déterminée pour les deux



approches (SS) et (SP). Contrairement à l'approche (SS), la capacité primaire  $C_1$  pour l'approche (SP) dépend du facteur de couplage  $k$  :

$$\begin{cases} C_1 = \frac{1}{\omega_{r2}^2 L_1} & (SS) \\ C_1 = \frac{1}{\omega_{r2}^2 \left( L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right)} = \frac{1}{\omega_{r2}^2 L_1 (1 - k^2)} & (SP) \end{cases} \quad (2.31)$$

Il est clair d'après (2.31) que si un circuit primaire série est employé (pour  $\omega = \omega_{r2}$ ), la capacité de compensation primaire requise est indépendante de la charge secondaire  $R_L$ . Cependant, il faut mentionner que ce n'est pas aussi le cas pour un circuit primaire parallèle (étudié dans [53]). Dans ce cas, les capacités de compensation primaires sont dépendantes de  $R_L$  comme la montre (2.32). C'est l'une des principales différences entre les systèmes primaires séries et parallèles.

$$\begin{cases} C_1 = \frac{1}{\left( \frac{\omega_{r2}^2 M^2}{R_L} \right)^2 + \omega_{r2}^2 L_1^2} & (PS) \\ C_1 = \frac{L_1 - \frac{M^2}{L_2}}{\left( \frac{R_L M^2}{L_2^2} \right)^2 + \omega_{r2}^2 \left( L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right)^2} & (PP) \end{cases} \quad (2.32)$$

Bien que les résultats antérieurs sont instructifs, ils ne sont pas assez conformes à la réalité, car pratiquement, la fréquence de résonance secondaire n'est pas fixe et elle varie involontairement à cause de la variation du facteur  $k$ . Cependant, comparée à la fréquence de résonance primaire, la fréquence de résonance secondaire  $f_{r2}$  est peu sensible à la variation de  $k$  [54].

Ainsi, considérer que  $\omega = \omega_{r2}$  n'est pas judicieux dans une situation réelle. En effet, sachant que  $\omega$  peut être différente de  $\omega_{r2}$ , la réactance réfléchiée peut aussi être sensible à la variation de la charge comme la montre l'équation (2.26). Dans ce cas, les expressions des condensateurs de compensation primaires  $C_1$  seront plus compliquées et dépendront de plusieurs paramètres dont l'évolution est parfois imprévisible.

Pour expliquer ce phénomène de la variation de la fréquence de résonance, des analyses récentes plus sophistiquées ont été effectuées. La différence avec l'analyse précédente est au niveau de l'approximation utilisée. Dans ce qui précède, la fréquence de résonance secondaire  $f_{r2}$  est supposée égale à la fréquence d'opération  $f$ . Cependant, avec le nouveau analyse, la fréquence d'opération est supposée fixe et les fréquences de résonances varient de la même manière ( $f_{r1} = f_{r2} = f_0$ ). Cette deuxième analyse montre un phénomène intéressant qui n'a pas été divulgué dans la première. Ce phénomène est désigné par le fractionnement de fréquence ou « frequency splitting en anglais ».

### 2.2.2.1 Le phénomène de fractionnement de fréquence :

Ce phénomène est largement rapporté dans les systèmes de transfert d'énergie à résonance magnétique (RM) récemment proposés par le groupe de recherche de MIT [55-58]. Il s'établit lorsque le couplage entre l'émetteur et le récepteur est supérieur au couplage de fractionnement désigné par  $k_{split}$ . À cette condition ( $k > k_{split}$ ), la courbe de la puissance reçue  $P_{RL}$  en fonction de la fréquence d'opération change d'allure, d'une courbe à une seule crête à une courbe à doubles crêtes. En d'autres termes, lorsque le facteur de couplage  $k$  se situe dans la région de fractionnement de fréquence ( $k > k_{split}$ ), deux nouvelles fréquences de résonances (qui permettent une puissance  $P_{RL}$  maximum) apparaissent. Ces fréquences situant de part et d'autre de la fréquence de résonance d'origine  $f_0$  peuvent être désignées par la fréquence inférieure  $f_{inf}$  et la fréquence supérieure  $f_{sup}$ . Elles sont déterminées à l'aide de l'équation de fractionnement:

$$\frac{\partial P_{RL}}{\partial \omega} = 0 \quad (2.33)$$

Due à la complexité de l'analyse de ce phénomène, seule l'approche (SS) est étudiée (figure 2.5.a). La puissance de charge dans ce cas est la suivante [55]:

$$P_{RL} = Re(V_L I_2^*) = \frac{\omega^2 M^2 R_L V_{prim}^2}{(\omega^2 M^2 + r_1(r_2 + R_L) - j X_1 X_2)^2 + ((r_2 + R_L)X_1 + r_1 X_2)^2} \quad (2.34)$$

Avec  $X_1 = L_1 \omega + \frac{1}{C_1 \omega}$  et  $X_2 = L_2 \omega + \frac{1}{C_2 \omega}$ .

Pour résoudre l'équation (2.33), un système symétrique est adopté. Ainsi, les paramètres électriques du côté primaire et du côté secondaire sont égaux ( $L_1 = L_2 = L$ ,  $C_1 = C_2 = C$  et  $R_L = R$ ). D'après l'étude rapportée dans [55], le facteur de couplage de fractionnement et les deux fréquences angulaires de fractionnement prennent les expressions suivantes :

$$k_{split} = \frac{1}{Q} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \quad (2.35)$$

$$\omega_{sup} = \omega_0 \sqrt{\frac{(2 - Q^{-2}) + \sqrt{((2 - Q^{-2})^2 - 4(1 - k^2))}}{2(1 - k^2)}} \quad (2.36)$$

$$\omega_{inf} = \omega_0 \sqrt{\frac{(2 - Q^{-2}) - \sqrt{((2 - Q^{-2})^2 - 4(1 - k^2))}}{2(1 - k^2)}} \quad (2.37)$$

Avec  $Q = \frac{\omega_0 L}{R}$ .

Quand  $k = k_{split}$ , les deux fréquences se convergent vers la fréquence de fractionnement  $\omega_{split}$  :

$$\omega_{split} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}} \quad (2.38)$$

Il est clair d'après cette équation que plus grand est le facteur de qualité  $Q$ , plus la fréquence de fractionnement  $\omega_{split}$  tendra vers la fréquence de résonance d'origine  $\omega_0$ . Le phénomène de fractionnement de fréquence est illustré dans la figure 2.7 à l'aide des équations (2.36) et (2.37) pour  $f_0 = 13.56 \text{ MHz}$ ,  $L = 2 \mu\text{H}$  et  $R = 50 \Omega$ . On voit que pour un couplage supérieur à  $k_{split} (= 0.29)$ , deux fréquences de résonances apparaissent et se divergent l'une de l'autre tout en augmentant le facteur de couplage. On remarque aussi que pour  $k \leq k_{split}$ , les deux fréquences de fractionnement se rejoignent et s'approchent de  $f_0$ . Pour qu'ils soient

exactement égaux à  $f_0$ , il faut que le facteur  $Q$  soit élevé. Cela peut être constaté à partir des équations (2.39) et (2.40).

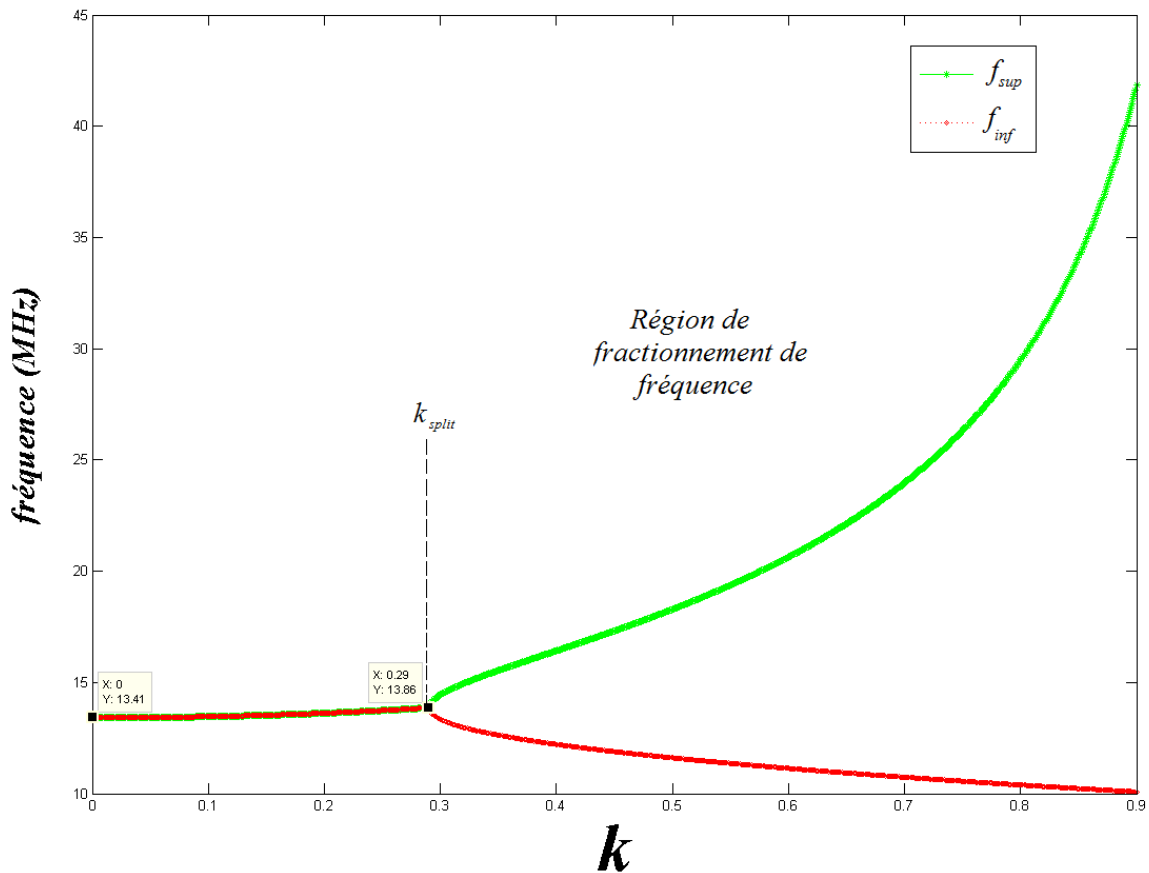


Figure 2.7 : fractionnement de la fréquence de résonance

En effet, quand  $Q \gg 1$ , (2.36) et (2.37) peuvent être simplifiés:

$$\omega_{sup} \approx \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - k^2}} \quad (2.39)$$

$$\omega_{inf} \approx \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + k^2}} \quad (2.40)$$

En outre, quand le facteur de couplage  $k$  est maximal ( $k = 1$ ), la fréquence de fractionnement supérieur tend vers l'infini et la fréquence de fractionnement inférieur est égale à :

$$\omega_{inf} = \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} \quad (2.41)$$

Ceci montre que l'augmentation de la fréquence de fractionnement supérieur  $\omega_{sup}$  est beaucoup plus rapide que la diminution de la fréquence de fractionnement inférieure  $\omega_{inf}$ . Par conséquent, si un système d'ajustement de la fréquence d'opération est utilisé pour suivre la fréquence de fractionnement, celle de fractionnement inférieure  $\omega_{inf}$  doit être choisie parce qu'il a une variation relativement plus faible. Aussi, si un amplificateur à découpage est utilisé dans le transmetteur, son efficacité sera plus faible quand sa fréquence de commutation est ajustée pour fonctionner à  $\omega_{sup}$ , car plus la fréquence est grande plus les pertes de commutations seront importantes. D'autre part, si la fréquence d'opération  $f$  doit être fixe, les fréquences de résonances peuvent être ramenées jusqu'à  $f$  en variant l'inductance ou la capacité des deux circuits de résonance (primaire et secondaire). Plus de détails seront rapportés dans le chapitre suivant sur l'avantage et l'inconvénient de chaque méthode d'ajustement.

Finalement, on peut conclure d'après les deux analyses (dont les approximations sont différentes) qu'une variation du facteur de couplage  $k$  ou de la charge secondaire  $R_L$  est capable de faire fonctionner le système en dehors de son état de résonance. Aussi, on a vu que cette altération peut être compensée par le contrôle de la fréquence d'opération ou de la fréquence de résonance elle-même. En effet, le fonctionnement du lien inductif à l'état de résonance ( $f = f_{r1} = f_{r2}$ ) a l'avantage majeur que  $Z_r$  demeure purement résistif indépendamment des variations du couplage entre les bobines ou la consommation d'énergie secondaire ce qui maximise la quantité d'énergie transférée. Dans ce qui suit, on va définir l'efficacité du lien et montrer l'impact de la condition de résonance sur elle.

### 2.2.3 L'efficacité du lien

L'efficacité du lien peut être calculée de plusieurs façons [59-61]. Ici, nous présentons la façon classique [62], qui divise l'efficacité du lien inductif  $\eta_{lien}$  en deux facteurs  $\eta_1$  et  $\eta_2$ . Supposons que le circuit secondaire est accordé à la résonance, le premier facteur  $\eta_1$  est défini comme le rapport de la puissance consommée par  $Re(Z_r)$ , identique à la puissance transférée à la partie secondaire, avec la puissance totale d'entrée  $P_{in}$  dissipée dans  $Re(Z_r)$  et  $r_1$ .

$$\eta_1 = \frac{P_{sec}}{P_{in}} = \frac{Re(Z_r)}{Re(Z_r) + r_1} \quad (2.42)$$

Pour le calcul de l'efficacité, la résistance série de la bobine secondaire  $r_2$  doit être incluse dans la résistance réfléchie  $Re(Z_r)$  parce que la perte ohmique des bobines pourrait être la perte énergétique principale pendant le transfert d'énergie. Pour simplifier le calcul, l'approche (SP) exige une correspondance parallèle-série présentée par la figure 2.8 et les équations (2.43) et (2.44).

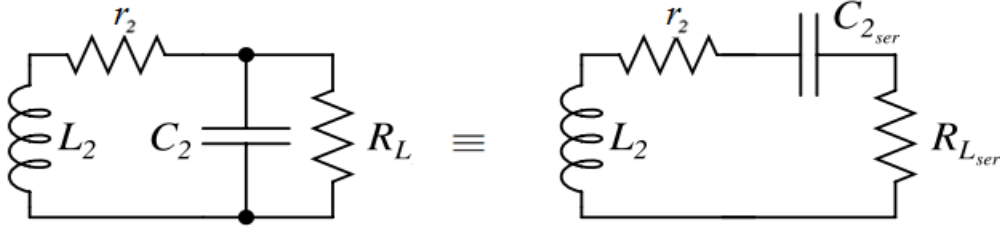


Figure 2.8 : Équivalence parallèle-série

$$R_{L_{ser}} = \frac{R_L}{1 + \omega^2 C_2^2 R_L^2} \quad (2.43)$$

$$C_{2_{ser}} = \frac{1 + \omega^2 C_2^2 R_L^2}{\omega^2 C_2^2 R_L^2} \quad (2.44)$$

Quelques équations développées antérieurement seront alors révisées. Substituant  $C_{2_{ser}}$  dans (2.24), la condition de résonance secondaire devient :

$$\omega = \omega_{r2} = \sqrt{\frac{1}{L_2 C_2} - \frac{1}{R_L^2 C_2^2}} \quad (SP) \quad (2.45)$$

À cette condition, les expressions de  $R_{L_{ser}}$  et  $C_{2_{ser}}$  peuvent être réécrites comme suit :

$$R_{L_{ser}} = \frac{L_2}{C_2 R_L} \quad (2.46)$$

$$C_{2_{ser}} = \frac{C_2^2 R_L^2}{C_2^2 R_L^2 - L_2} \quad (2.47)$$

En vertu de (2.45) et (2.46),  $Re(Z_r)|_{(SP)}$  devient [62]:

$$Re(Z_r) = \frac{M^2(C_2 R_L^2 - L_2)}{R_L L_2 C_2 (r_2 C_2 R_L + L_2)} \quad (SP) \quad (2.48)$$

Enfin, en substituant (2.47) et (2.25) dans (2.42) sans oublier d'inclure  $r_2$  pour l'approche (SS), les efficacités  $\eta_1$  à la résonance seront exprimées comme suit :

$$\eta_1 = \begin{cases} \frac{M^2}{r_1 L_2 C_2 (r_2 + R_L) + M^2} & (SS) \\ \frac{M^2(C_2 R_L^2 - L_2)}{r_1 R_L L_2 C_2 (r_2 R_L C_2 + L_2) + M^2(C_2 R_L^2 - L_2)} & (SP) \end{cases} \quad (2.49)$$

Quant à l'efficacité  $\eta_2$ , elle est égale au rapport de la puissance consommée par la charge avec la puissance totale dissipée au secondaire:

$$\eta_2 = \frac{P_{R_L}}{P_{sec}} = \begin{cases} \frac{R_L}{r_2 + R_L} & (SS) \\ \frac{R_{L_{ser}}}{r_2 + R_{L_{ser}}} = \frac{L_2}{r_2 C_2 R_L + L_2} & (SP) \end{cases} \quad (2.50)$$

L'efficacité totale du lien  $\eta_{lien}$  est donc le produit des efficacités  $\eta_1$  et  $\eta_2$ :

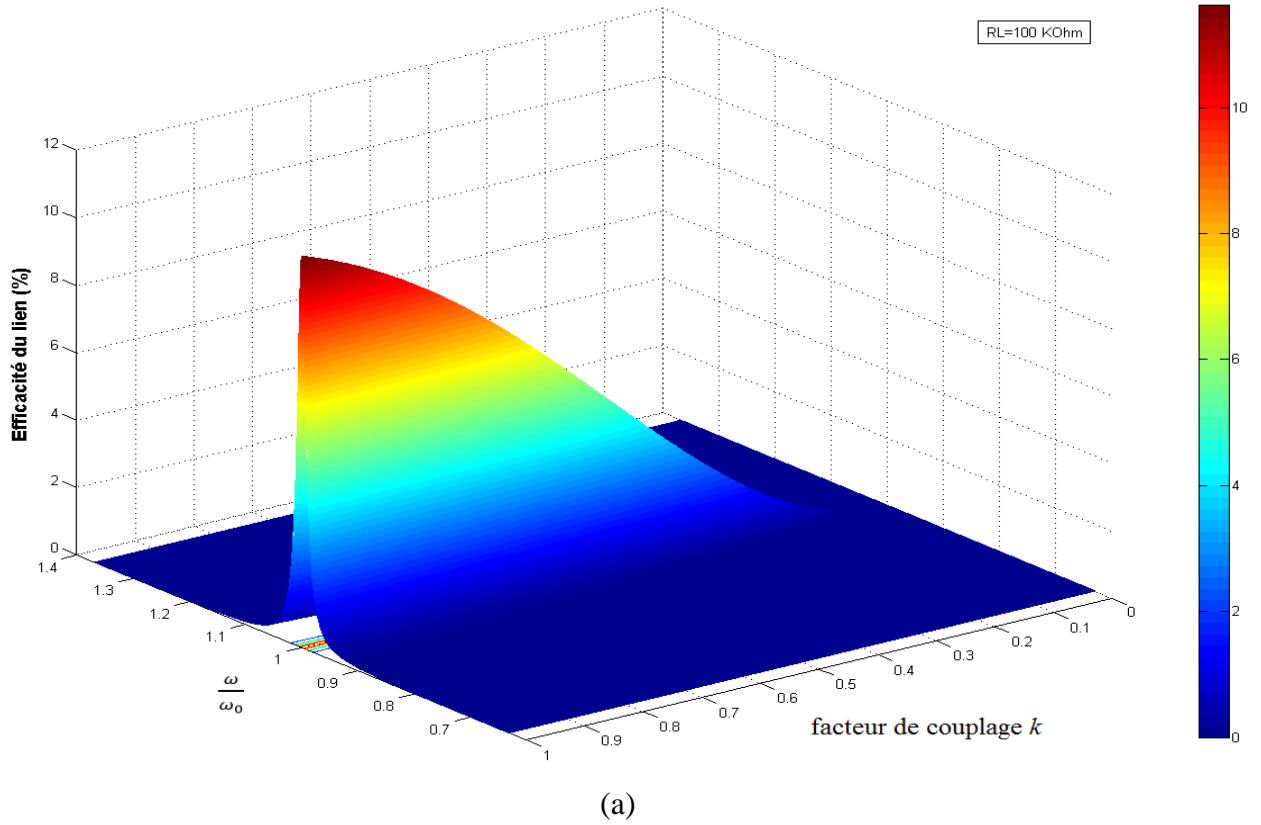
$$\eta_{lien} = \eta_1 \eta_2 = \frac{P_{R_L}}{P_{in}} = \begin{cases} \frac{M^2 R_L}{r_1 L_2 C_2 (r_2 + R_L)^2 + M^2 (r_2 + R_L)} & (SS) \\ \frac{M^2 L_2 \left( R_L - \frac{L_2}{C_2 R_L} \right)}{\left( r_2 + \frac{L_2}{C_2 R_L} \right) \left[ r_1 R_L L_2 C_2 (r_2 R_L C_2 + L_2) + M^2 (C_2 R_L^2 - L_2) \right]} & (SP) \end{cases} \quad (2.51)$$

Malgré leurs complexités, ces expressions ne permettent pas de dévoiler l'impact de l'état de résonance sur l'efficacité. Par contre, l'expression approximative (2.52) tirée de [63] le permet. Comme pour l'analyse du phénomène de fractionnement de fréquence, les fréquences de résonances sont supposées égales ( $\omega_{r1} = \omega_{r2} = \omega_0$ ) et l'expression de  $\eta_{lien}$  n'est valide que pour un système (SS).

$$\eta_{lien} \approx \frac{4 k^2 \frac{r_s}{Q_1} \frac{r_D}{Q_2}}{\left[ k^2 - 4 \left( \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1 + r_s}{Q_1} \frac{1 + r_D}{Q_2} \right]^2 + 4 \left( \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right)^2 \left( \frac{1 + r_s}{Q_1} \frac{1 + r_D}{Q_2} \right)^2} \quad (2.52)$$

Avec  $r_s = r_1/r_g$  et  $r_D = R_L/r_2$ ,  $r_g$  est la résistance interne du générateur.

Une vérification numérique avec MATLAB de cette expression montre clairement que indépendamment de  $k$  et de  $R_L$ , l'efficacité du lien est maximale quand la fréquence d'opération est identique à celle de résonance  $\left(\frac{\omega}{\omega_0} = 1\right)$  et elle diminue tout en s'éloignant de  $\omega_0$  (figure 2.9). De ce fait, assurer l'état de résonance ( $\omega = \omega_0$ ) est une condition essentielle pour maximiser l'efficacité du lien. On peut constater aussi à partir de ces graphiques que l'efficacité augmente pour un fort couplage et de faibles charges au côté secondaire.





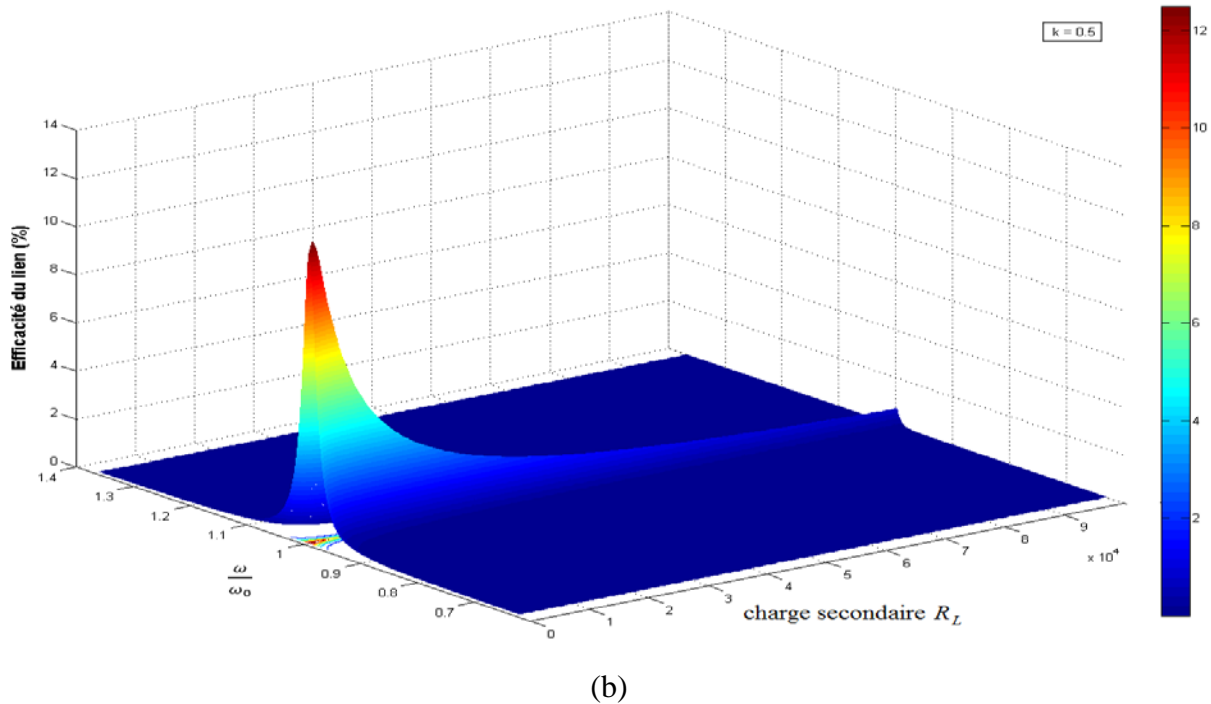


Figure 2.9 : L'efficacité globale du lien  $\eta_{lien}$  en fonction de la fréquence angulaire normalisée pour un système (SS) accordé à  $f_0 = 13.56$  MHz pour différentes valeurs du (a) facteur de couplage  $k$  (à  $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ ) et de (b) la charge secondaire  $R_L$  (à  $k=0.5$ ).

$$L_1 = L_2 = 0.8 \mu\text{H}, r_1 = r_2 = 0.7 \Omega$$

## 2.3 Modèle électrique du lien inductif

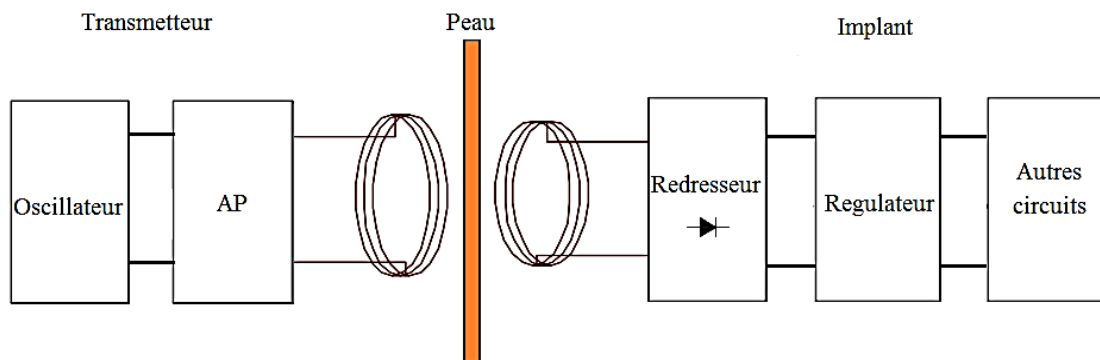


Figure 2.10 : Modèle de base typique d'un système d'alimentation de l'IME

Deux bobines couplées magnétiquement ont besoin de circuits supplémentaires pour pouvoir alimenter l'IME. Pour générer un signal alternatif à une amplitude et une fréquence précise, un oscillateur et un amplificateur de puissance sont indispensables. Ce dernier est censé

fournir une énergie suffisante à travers la bobine primaire. Étant donné que les deux bobines sont à proximité l'une de l'autre, le courant circulant dans la bobine primaire crée un flux magnétique à travers la bobine secondaire. Les lignes de flux partagées entre les deux bobines induisent alors une tension alternative dans la partie secondaire. Le signal induit AC est ensuite redressé et converti en une tension continue régulée pour approvisionner en énergie l'unité implantable. La figure 2.10 présente un schéma simplifié d'un système de transfert d'énergie inductive. Étant donné que notre travail se focalise sur le transmetteur d'énergie inductive, nous présentons dans ce qui suit une étude qualitative des oscillateurs et des amplificateurs souvent utilisés dans les systèmes de transfert d'énergie inductive.

### 2.3.1 Les oscillateurs

Un oscillateur est un circuit électronique qui génère un signal de sortie périodique de fréquence unique à partir d'une source de tension continue. Ce signal est utilisé dans ce contexte pour exciter le transistor de l'amplificateur de puissance à la fréquence désirée. Comme le montre la figure 2.11, l'oscillateur est un système bouclé placé volontairement dans un état instable. Il est constitué de deux étages reliés en boucle :

- Une chaîne directe  $A(j\omega)$  à transistor, apportant de l'amplification.
- Un module de rétroaction  $B(j\omega)$  présentant une résonance (LC, quartz ...)

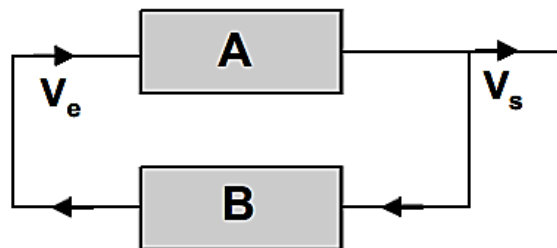


Figure 2.11 : Schéma bloc typique d'un oscillateur

Plusieurs méthodes existent pour générer un tel signal, toutes ayant des propriétés différentes qui influent sur le coût, la taille et la stabilité du signal de sortie.

- **Les oscillateurs à quartz** : utilisent les vibrations mécaniques d'un cristal pour produire le signal AC. Grâce à la composition moléculaire de la matière cristalline et de l'angle avec

laquelle le cristal est coupé, ce type d'oscillateur est très précis et stable sur une large plage de température. Les cristaux de valeurs  $Q$  importantes sont plus précis, mais ils ont une plus petite bande passante. Le cristal le plus couramment utilisé est le cristal de quartz.

- **Les oscillateurs RC** : sont construits à partir des résistances, des condensateurs et un amplificateur inverseur. Leur durée de démarrage est plus courte que celle de l'oscillateur à quartz, mais la sensibilité des composants à la température rend difficile l'obtention d'une fréquence d'oscillation précise.

- **Les oscillateurs LC** : leur fréquence d'oscillation déterminée, selon la configuration (Hartley, Colpitts, Clap, Armstrong), par un ensemble de condensateurs et d'inductances. Ils sont assez sensibles aux capacités parasites du transistor. Ces éléments parasites affectent en effet la fréquence des oscillations. Bien que l'oscillateur Colpitts ait une stabilité de fréquence assez bonne par rapport aux autres configurations, il demeure moins stable que les oscillateurs à quartz.

- **Les résonateurs en céramique** : fonctionnent de la même manière que les oscillateurs à cristal. Ils sont plus faciles à fabriquer et donc moins chers que les cristaux de quartz, mais leur facteur de qualité est plus faible, ce qui entraîne généralement un temps de démarrage plus rapide, mais résulte aussi une faible précision de la fréquence d'oscillation.

### 2.3.2 Les amplificateurs de puissances

L'amplificateur de puissance est la partie la plus importante pour une transmission d'énergie inductive efficace. Parmi les amplificateurs de puissance (AP), on distingue principalement les amplificateurs linéaires dont les transistors qui les composent fonctionnent comme source de courant, par exemple les amplificateurs de classes A, B, AB et C. Nous rencontrons aussi les amplificateurs à découpage dont les transistors fonctionnent en tant que commutateurs, comme dans le cas des amplificateurs de classes D et E. L'explication de toutes ces classes dépasse l'objectif de ce mémoire, mais un aperçu sur les amplificateurs les plus utilisés dans la conception des transmetteurs d'énergie inductive sera présenté. Les amplificateurs souvent adoptés sont ceux de classes D et E. Ce choix est dû à leurs grandes efficacités énergétiques par rapport aux autres classes [64].

### 2.3.2.1 Amplificateurs de classe D

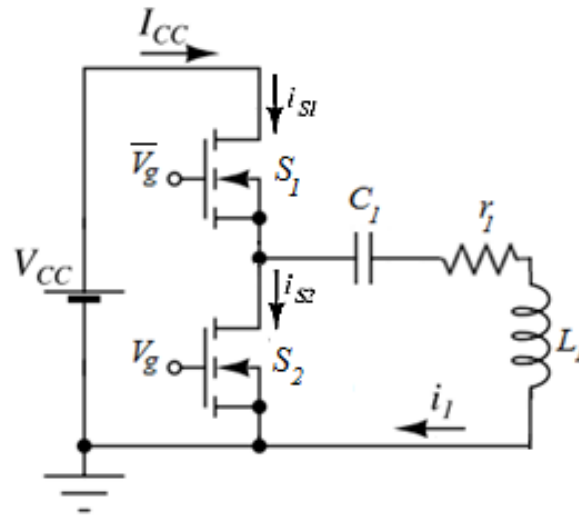


Figure 2.12 : Circuit de base d'un amplificateur de tension classe D

L'AP de classe D a été inventé en 1959 par Baxandall. Il a été largement utilisé dans différentes applications pour convertir l'énergie DC en énergie AC. Son efficacité théorique est de 100% [65]. Un AP de classe D dont la topologie push-pull est présentée à la figure 2.12. Il dispose de deux transistors et un circuit résonant qui représente aussi le circuit primaire du lien inductif. Si le facteur de qualité de ce circuit est suffisamment grand, le courant à travers chaque transistor est une demi-onde sinusoïdale. Ces transistors se comportent comme des interrupteurs qui commutent en alterné (lorsque un interrupteur est ouvert l'autre est fermé et vice-versa).

Quand un interrupteur est ouvert, une tension  $V_S$  aura lieu à ses bornes de sortie mais aucun courant de sortie  $i_S$ . À l'instant de la fermeture, la tension commence à diminuer et le courant commence à augmenter. Dans la période où le courant et la tension sont à la fois différents de zéro (période de croisement), une quantité d'énergie sera dissipée. Cette perte est due à la décharge de l'énergie stockée dans le condensateur de sortie de l'élément actif à semi-conducteur. Pour un MOSFET, nous supposons que la capacité de sortie intrinsèque est fixée à une valeur de  $C_o$ . D'après la figure 2.12, si un dispositif est ouvert, alors la tension à ses bornes est égale à la tension d'alimentation  $V_{CC}$  et l'énergie stockée dans le condensateur de sortie  $C_o$ , est

$$E = \frac{1}{2} C_o V_{CC}^2 \quad (2.53)$$

Cette énergie est dissipée une fois dans chaque cycle de commutation. Par conséquent, la perte de puissance de décharge est :

$$P = \frac{1}{2} C_o V_{CC}^2 f \quad (2.54)$$

Ainsi, puisque l'AP de classe D a deux interrupteurs, la perte de commutation à chaque transition sera deux fois la perte de (2.54). Ce mécanisme de perte est dominant surtout pour des fréquences élevées ( $> 2$  MHz) [66, 67].

### 2.3.2.2 Amplificateurs de classe E

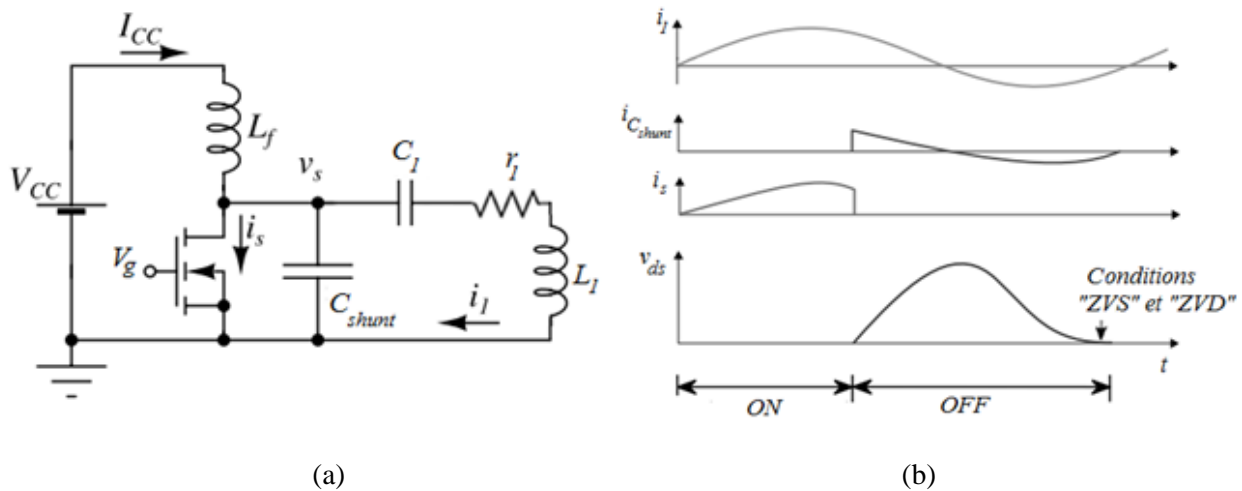


Figure 2.13 : Amplificateur de puissance de classe E (a) le circuit (b) les formes d'ondes de courant et de tension.

L'amplificateur de classe E a été proposé pour la première fois en 1975 par Nathan et Sokal. Son circuit de base est illustré dans la figure 2.13. Théoriquement, l'AP de classe E possède aussi une efficacité théorique de 100%. En effet, pour comparer ces deux AP de commutation, une étude qualitative doit être effectuée. Semblablement à l'AP de classe D, le transistor de puissance est utilisé comme un interrupteur et les éléments parasites des transistors sont dans les deux cas préjudiciables. Cependant, contrairement à l'AP de classe D, la capacité de

sortie du transistor dans l'AP de classe E n'est pas une source de perte d'énergie puisqu'elle se combine à la capacité parallèle  $C_{shunt}$ . De plus, puisqu'il n'y a qu'un seul élément actif, la puissance de commande du transistor est deux fois moins élevée et le problème de la conduction simultanée des transistors ne se pose pas. Évidemment, une conduction simultanée donne lieu à un court-circuit qui se traduit par des pertes d'énergie. Ainsi, il n'est pas surprenant que l'amplificateur de classe E soit supérieur à l'AP de classe D en termes d'efficacité surtout quand la fréquence d'opération est élevée ( $>2\text{MHz}$ ) [66]. L'AP de classe E sera donc adopté dans ce travail.

Quelques équipes de recherches se sont engagées dans l'étude fondamentale de l'amplificateur de classe E [66]. Au début, Nathan et Sokal ont établi des équations de conception empiriques. Cependant, leur méthode ne fonctionne pas pour de grands facteurs de qualités  $Q_s$  comme c'est le cas pour des liens inductifs [68].

Avec 
$$Q_s = \frac{\omega L_1}{r_1 + R} \quad (2.55)$$

La charge  $R$  ne s'illustre pas dans la figure 2.13, car pour un système d'alimentation inductif, la charge se situe dans le circuit secondaire.

Une première analyse minutieuse a été réalisée par Frederick H. Raab. Il a utilisé des transformations de Fourier pour trouver les équations de conception en supposant un grand facteur  $Q_s$  [69, 70]. Le groupe de Zulinski a ensuite analysé l'amplificateur en utilisant la transformée de la place pour un circuit résonant de facteur  $Q_s$  arbitraire, mais avec une inductance DC fini à la place d'une bobine RFC [71]. Plus tard, Avratoglou et coll ont utilisé des techniques numériques pour résoudre les équations de circuit lors des états "ON" et "OFF" du transistor [72]. Toutes ces analyses s'appuient sur des hypothèses non conformes à la réalité, tel que considéré le dispositif actif comme interrupteur idéal. Cette hypothèse est impotente surtout pour des fréquences d'opérations élevées où l'impact des éléments parasites du transistor sur les performances de l'AP est remarquable. Malgré ces approximations, les analyses demeurent complexes et distinctes. D'ailleurs, les dissemblances peuvent être clairement distinguées d'après la comparaison faite par Avratoglou et coll [72]. Ils ont pu montrer que les méthodes approximatives proposées par Sokal et Raab sont invalides pour les facteurs  $Q_s$  inférieurs à 15.

Dans ce rapport, l'analyse de ce circuit ne sera pas reprise ici étant donné qu'elle est très complexe. Le lecteur peut se référer aux articles des équipes de recherches déjà mentionnés. Cependant, le principe de fonctionnement et les considérations de conceptions pratiques vont être présentés ci-dessus et dans le chapitre 4.

L'AP de classe E se compose alors d'un transistor de puissance fonctionnant comme un interrupteur (ou commutateur), une source de tension  $V_{CC}$  et une bobine d'arrêt RFC (qui agissent comme une source de courant  $I_{CC}$ ), un condensateur shunt  $C_{shunt}$  et un circuit résonant série composé d'une bobine primaire (d'inductance  $L_1$  et de résistance équivalente série  $r_1$ ) et d'un condensateur série  $C_1$ . Le commutateur commute à une fréquence  $f$  déterminée par l'oscillateur situé en amont.

Pour maximiser la puissance de sortie utile, l'amplificateur doit osciller à la fréquence fondamentale. C'est la raison pour laquelle un circuit  $L_1 - C_1$  qui résonne à la même fréquence d'opération ( $f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = f$ ) est ajouté pour éliminer les harmoniques indésirables. Généralement, ce filtre résonant a un facteur de qualité  $Q_1$  élevé qui assure une forme d'onde sinusoïdale du courant de sortie  $i_1$ .

Pour maximiser l'efficacité énergétique de l'AP, le choix de la capacité  $C_{shunt}$ , du circuit résonant série et de la résistance de sortie, doit être adapté de telle sorte que le minimum de tension survient au cours de la transition de l'état «OFF» à l'état «ON» (figure 2.13.b). Ceci assure une commutation douce du transistor (commutation sans perte). Théoriquement, l'optimisation de l'efficacité est assurée par les conditions : **ZVS** « Zéro Voltage Switching » et **ZDS** « Zéro Derivative Switching » [66]:

$$(ZVS) \rightarrow v_{ds}(t = t_{OFF-ON}) = 0 \quad (2.56)$$

$$(ZDS) \rightarrow \frac{dv_{ds}(t = t_{OFF-ON})}{dt} = 0 \quad (2.57)$$

L'équation (2.56) suppose que la tension de drain soit nulle au moment de la fermeture de l'interrupteur, c'est-à-dire le condensateur  $C_{shunt}$  est complètement déchargé au début de l'état ON. Aucune énergie n'est donc perdue en raison de la brusque décharge du condensateur à

travers le commutateur. Tandis que l'équation (2.57) suppose que la pente de la tension  $v_{ds}$  soit nulle, ce qui implique que le courant du commutateur  $i_s$  commence également à zéro.

Pour une résistance de sortie plus petite que sa valeur optimale, seulement la condition ZVS est maintenue. Sous cette condition (appelée sous-optimale), les pertes globales en puissance  $P_{pg}$  d'un amplificateur de classe E ont été estimée par [65]:

$$P_{pg} \approx P_{r(RFC)} + P_{r(C_{shunt})} + P_{r(C_1)} + P_{r(L_1)} + P_{r(r_{DS})} + P_{td} \quad (2.58)$$

$$P_{pg} \approx P_R \left[ \frac{8r_{(RFC)}}{(\pi^2+4)R} + \frac{r_{C_{shunt}}(\pi^2-4)}{2(\pi^2+4)R} + \frac{r_{C_1}+r_1}{R} + \frac{(\pi^2+28)r_{DS}}{2(\pi^2+4)R} + \frac{(\omega t_d)^2}{12} \right] \quad (2.59)$$

Avec  $P_{r(RFC)}$ ,  $P_{r(C_{shunt})}$ ,  $P_{r(C_1)}$  et  $P_{r(L_1)}$  sont respectivement les pertes de puissance dans les résistances séries de la bobine d'arrêt, du condensateur parallèle, du condensateur série et de la bobine primaire. Tandis que  $P_{r(r_{DS})}$  correspond aux pertes dans la résistance intrinsèque du transistor  $r_{DS}$  à l'état passant et  $P_{td}$  est la perte de puissance durant la transition de l'état « ON » à l'état « OFF » du transistor. Pour une puissance de sortie  $P_R$  dissipée dans  $R$ , l'efficacité de l'AP de classe E dans une condition sous-optimale est donnée par:

$$\eta = \frac{P_R}{P_{CC}} = \frac{P_R}{P_R + P_{pg}} \quad (2.60)$$

La figure 2.14 montre le tracé de l'efficacité en fonction de la charge  $R$ . Il est clair que l'efficacité sous cette condition est maximale pour des charges élevées. Cependant, dans le cas d'un couplage magnétique, cette charge résistive doit être la plus faible possible pour augmenter le facteur de qualité. Ceci est dans le but d'obtenir un signal purement sinusoïdal et augmenter le courant passant à travers la bobine  $L_1$  et par la suite générer un champ magnétique intense.

Toutefois, quand deux bobines sont couplées, l'impédance de sortie de l'AP varie puisque l'impédance réfléchi du secondaire change à chaque variation du couplage ou de la charge secondaire. Ainsi, assurer la condition ZVS n'est pas évident pour un AP de classe E dans le cas d'un lien inductif. Il faut noter aussi qu'obtenir une efficacité maximale (assurer par les conditions ZVS et ZDS) n'implique pas une puissance de sortie maximale de l'AP (assurer par l'état de résonance). D'ailleurs, la condition ZVS est garantie pour une plage de fréquence en



dessus de la fréquence de résonance [73] et il est donc impossible d'assurer en même temps une efficacité optimale et une puissance de sortie maximale de l'AP. Étant donnée, que l'objectif essentiel de notre travail est d'assurer un transfert d'énergie maximal vers l'IME, garantir l'état de résonance au primaire constitue notre principale préoccupation.

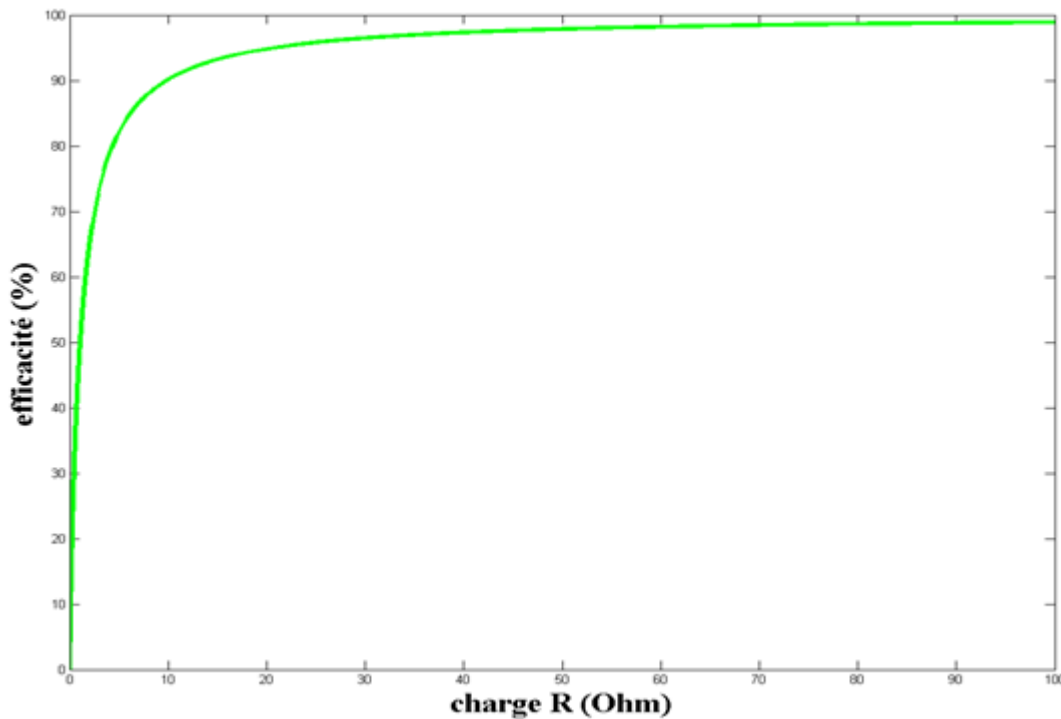


Figure 2.14 : Efficacité d'un AP de classe E en fonction de la charge R sous condition sous-optimale pour  $r_{(RFC)} = 1.2\Omega$ ,  $r_{C_{shunt}} = r_{C_1} = 0.05\Omega$ ,  $r_1 = 710\text{ m}\Omega$ ,  $r_{ds} = 93\text{ m}\Omega$ ,  $\omega = 2\pi * 13.56\text{ MHz}$  et  $t_d = 4\text{ ns}$ .

On rappelle que la fréquence de résonance primaire  $f_{r1}$  est définie comme la fréquence avec laquelle l'impédance équivalente primaire n'a pas de réactance et sous laquelle la puissance de sortie est maximale. Comme mentionnée précédemment, dans un lien inductif, cette impédance n'est pas nécessairement stable ou connue. Pour faire face à cette problématique, des techniques d'asservissement sont indispensables. Les prochains chapitres exposeront une revue sur les différentes techniques présentées dans la littérature et notre technique d'asservissement proposée.

## 2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude explicite sur la théorie de base du lien inductif a été présentée. Aussi, on a pu montrer avec des études théoriques et des simulations que les performances du lien inductif se dégradent suite aux changements du facteur de couplage ou de la charge secondaire. Finalement, on a présenté une étude qualitative sur les principaux éléments constituant un transmetteur d'énergie inductive et on a accordé une grande importance à l'AP de classe E, ses performances et ses limitations.

## CHAPITRE 3    SYSTÈMES D'ASSERVISSEMENT ACTUELS : REVUE DE LA LITTÉRATURE

### 3.1    Introduction

Bien que le système de transfert d'énergie (STE) par lien inductif ait été largement déployé dans les IME depuis longtemps, nous comptons encore un certain nombre de défis. Les deux défis majeurs sont : les pertes d'énergie et la sensibilité des caractéristiques du lien inductif aux différents paramètres affectant leurs performances. La sensibilité des performances au facteur de couplage  $k$  constitue le sujet le plus abordé par les chercheurs. En effet, le facteur de couplage  $k$  est le paramètre le plus sensible aux variations et son impact est très important sur l'impédance réfléchie comme démontré dans le chapitre précédent. Les premiers systèmes conçus pour relever ce défi ont commencé à apparaître au début des années soixante-dix [74]. Ils utilisent des versions modifiées d'un STE classique et n'admettent aucune boucle de contrôle. Ces **systèmes quasi classiques** vont être discutés dans la section 3.2.

Plus tard, des boucles d'asservissement plus avancées ont été proposées pour améliorer les performances des STE en dépit des variations des paramètres du lien. En général, les performances visées sont:

- Une bonne efficacité énergétique du transmetteur,
- Une puissance émise maximale par le transmetteur,
- Une bonne efficacité énergétique du récepteur,
- Une puissance reçue (transférée) appropriée,
- Une bonne efficacité du lien,

Une bonne efficacité du lien est assurée quand les deux circuits d'accord résonnent à la fréquence d'opération du système. Des techniques d'asservissement spéciales sont nécessaires pour atteindre cet objectif. Ces techniques exigent des circuits d'asservissement dans les deux côtés (primaire et secondaire), ce qui rend plus complexes les circuits et l'algorithme d'asservissement. En effet, lors de l'asservissement dans un côté, l'asservissement dans l'autre côté doit être en mode attente jusqu'à la fin du premier. Par conséquent, l'asservissement aux deux côtés exige plusieurs étapes et nécessite plus de temps, ce qui rend la réponse du système

lente et moins efficace [75]. Également, il nécessite des circuits relativement complexes et coûteux en énergie. En conséquence, ce procédé n'est pas approprié pour les systèmes nécessitant un simple ou un faible coût de conception au niveau du côté de réception comme c'est le cas pour un IME [75]. Il est donc plus pratique et moins complexe d'améliorer l'efficacité du lien en agissant sur un seul côté. Bien sûr, ce procédé n'assure pas une efficacité maximale, mais il l'améliore. Deux méthodes peuvent être adoptées pour assurer cette amélioration. La première consiste à surveiller la puissance reçue et adapter le circuit résonant secondaire. Alors que la deuxième méthode consiste à surveiller la puissance émise par le transmetteur et adapter par conséquent le circuit résonant primaire ou la fréquence d'opération. Puisque, la limitation de la taille et la consommation d'énergie dans le récepteur est beaucoup plus stricte que dans le transmetteur et étant donné que le circuit résonnant primaire est plus sensible au problème de désaccord, la deuxième méthode est plus favorable pour améliorer l'efficacité du lien dans le cas des IME [75]. En effet, notre objectif dans ce travail est d'assurer l'état de résonance dans le transmetteur. Pour y arriver, il existe trois moyens possibles :

- Contrôle de la fréquence d'opération.
- Contrôle de l'inductance primaire.
- Contrôle de la capacité primaire.

Malheureusement, le maintien de l'état de résonance dans les liens inductifs n'a pas été un sujet très abordé dans la littérature, mais, grâce à l'évolution surprenante des systèmes de transfert d'énergie sans fil, surtout après l'apparition du standard « *Qi* » et la découverte de la résonance magnétique par l'équipe de recherche de MIT, beaucoup d'importance commence à être accordée à ce sujet.

À cause du peu de publications sur ce sujet, nous allons présenter dans la section 3.4 une revue de la littérature sur les STE qui se servent de ces trois moyens de contrôle, mais pas forcément pour maintenir l'état de résonance au primaire. Ces moyens peuvent être aussi utilisés pour assurer une bonne efficacité du transmetteur, une bonne efficacité du récepteur, ou une puissance reçue appropriée.

Dans la section 3.3, nous discuterons brièvement des systèmes de contrôle de la puissance reçue, dans le but est d'assurer une bonne efficacité énergétique du récepteur. Comme ces

boucles sont largement utilisées dans la littérature et dans l'industrie, il est important de distinguer la différence entre ces systèmes et les systèmes d'asservissement auxquels on s'intéresse.

## 3.2 Les STE quasi classiques

Ce type de système est le plus simple à mettre en œuvre. Il ne requiert pas une circuiterie supplémentaire à part l'architecture classique d'un STE. Deux approches ont été inventées pour que le système de transfert d'énergie inductif soit moins sensible aux variations du facteur du couplage  $k$ . La première, appelée approche géométrique, consiste à utiliser des bobines de différentes dimensions. Quant à la deuxième approche, appelée l'accord décalé, les circuits résonants (primaire et secondaire) sont accordés à des fréquences différentes.

### 3.2.1 L'approche géométrique

L'utilisation de l'approche géométrique vise à réduire la sensibilité du gain du lien inductif aux variations du coefficient de couplage suite aux mouvements latéraux et verticaux des bobines. Cette réduction de sensibilité est obtenue quand la surface couverte par la bobine primaire  $L_1$  est plus large que celle du circuit secondaire  $L_2$  [76].

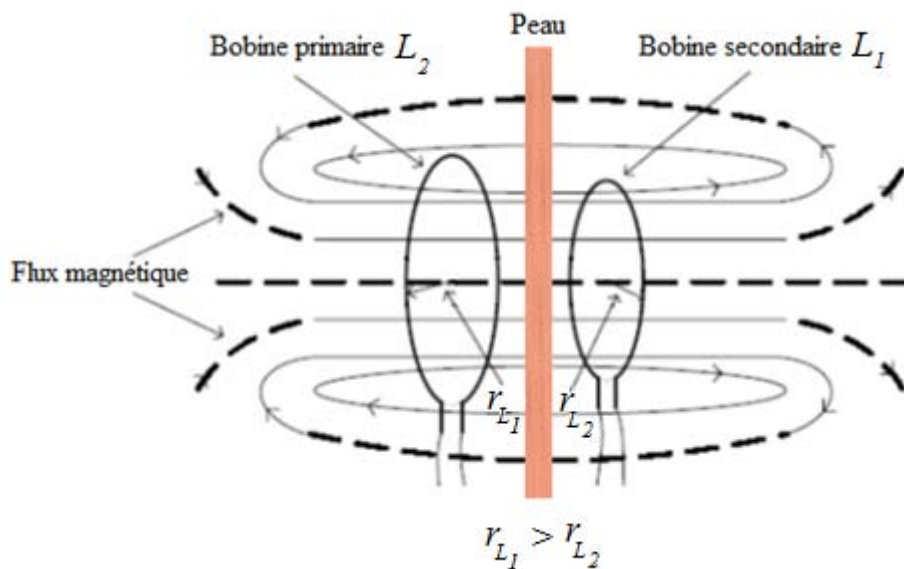


Figure 3.1 : Approche géométrique

Cette méthode permet de récupérer un flux magnétique constant malgré les faibles déplacements relatifs des bobines. Le facteur  $k$  est, dans ce cas, peu sensible aux déplacements des bobines  $L_1$  et  $L_2$ . Cependant, l'amélioration de la sensibilité aux déplacements est obtenue au détriment du facteur de couplage  $k$ . En effet, pour une bobine primaire de rayon plus grand que celui du secondaire ( $r_{L_1} > r_{L_2}$ ) comme le montre la figure 3.1, le facteur  $k$  est beaucoup plus faible que lorsque les deux bobines ont le même rayon (figure 2.3). Par conséquent, en exploitant cette approche, le flux magnétique envoyé par la bobine primaire ne sera pas récupéré en totalité par la bobine secondaire. Cela est traduit par une faible efficacité énergétique du lien. L'approche géométrique fournit donc un compromis entre un faible couplage et une faible sensibilité au désalignement.

### 3.2.2 L'accord décalé

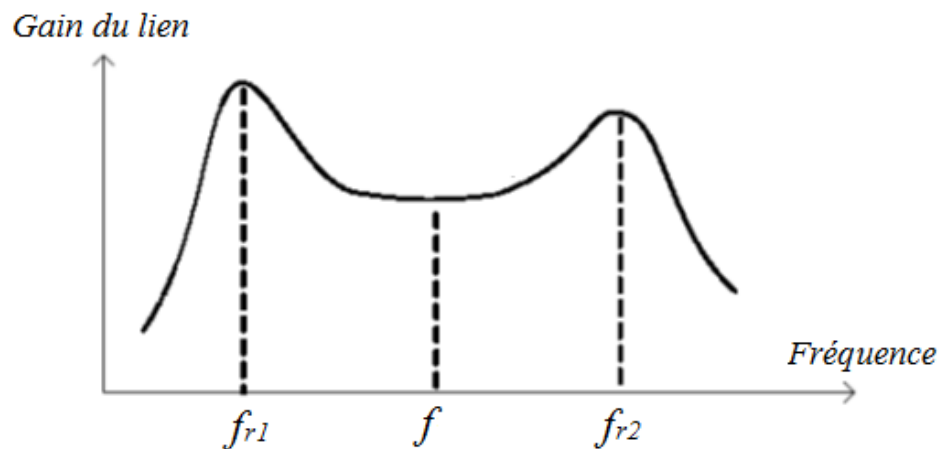


Figure 3.2 : L'allure du gain du lien inductif en fonction de la fréquence dans le cas d'un accord décalé

L'accord décalé « stagger-tuning en anglais » des circuits résonants au primaire et au secondaire est une technique pour désensibiliser le gain du lien à des variations de couplage. Cette approche consiste à accorder intentionnellement les deux circuits résonants à deux fréquences de part et d'autre de la fréquence d'opération  $f$  [77]. Observant le gain en tension du primaire au secondaire (voir figure 3.2), une région plate et large est considérée autour de la fréquence du lien. Nous citons deux avantages importants de l'accord décalé :

- La réduction de la sensibilité du gain du lien au déplacement des bobines.

Une large bande passante est disponible pour le transfert de données. L'accord décalé est donc un moyen d'obtenir une bande passante ( $BW = f/Q$ ) de données étendue sans baisser les facteurs  $Q$  des bobines. Cette approche possède aussi ses inconvénients. D'une part, l'efficacité du lien est faible puisque les deux fréquences de résonance  $f_{r1}$  et  $f_{r2}$  ne sont pas égales, ce qui se traduit par une faible puissance transférée. D'autre part, pour avoir une efficacité plus ou moins acceptable, la distance qui sépare les deux bobines doit être courte et la tension aux bornes de la bobine primaire doit être importante. L'accord décalé n'est donc pas applicable en cas de couplage faible.

Puisque ces deux approches quasi-classiques ne comportent pas un circuit additionnel d'asservissement, le gain acquis en termes d'espace et de complexité est considérable, cependant les avantages fournis sont limités. Toutes ces approches nécessitent un facteur de couplage élevé. Cependant, pour les IME, le facteur de couplage peut avoir de faibles valeurs ( $k < 0.01$ ). Ainsi, la réduction de la sensibilité du système aux variations doit être aboutie pour toutes les valeurs de  $k$ , y compris les petites.

Avoir une rétroaction révélant l'état du transfert d'énergie peut être utile pour améliorer les performances du lien en particulier avec les usagers qui n'ont pas d'expertise technique. En effet, une indication acoustique ou visuelle de l'intensité du signal reçu permet de déterminer l'état de fonctionnement de l'implant et d'améliorer manuellement le positionnement de la bobine primaire pour un meilleur couplage [78]. Cependant, un système d'alimentation inductive doit idéalement être ajusté automatiquement.

### 3.3 Systèmes de contrôle de la puissance reçue :

Avant de discuter des méthodes de contrôle automatique qui servent à maintenir l'état de résonance au primaire, on va discuter brièvement d'autres boucles de contrôle dont l'objectif est d'assurer une bonne efficacité énergétique de l'implant.

Dans un IME typique, le régulateur de tension utilisé est souvent de type linéaire série dont l'efficacité est égale au rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée du régulateur ( $V_{regout}/V_{regin}$ ). Par conséquent, pour réduire les pertes dans le régulateur, la tension  $V_{regin}$  doit être fixée à une valeur proche de  $V_{regout}$ . Des systèmes de transmission de puissance en boucle fermée ont été employés par plusieurs chercheurs (y compris ceux de notre laboratoire) afin d'améliorer l'efficacité du récepteur [79-82]. Le procédé le plus souvent utilisé est de

prélever la tension rectifiée ( $V_{reg_{in}}$ ), la numériser, l'encoder puis la renvoyer au contrôleur externe, soit à l'aide d'une modulation de charge (LSK) [83, 84] soit à l'aide d'un lien RF [85, 86]. Selon les données renvoyées, le contrôleur externe ajuste sa puissance émise afin de maintenir la tension de sortie du redresseur au niveau désiré. Ce type d'asservissement a été même développé par la norme des STE sans fils « *Qi* ».

### 3.3.1 Boucles de contrôles des systèmes certifiés *Qi*

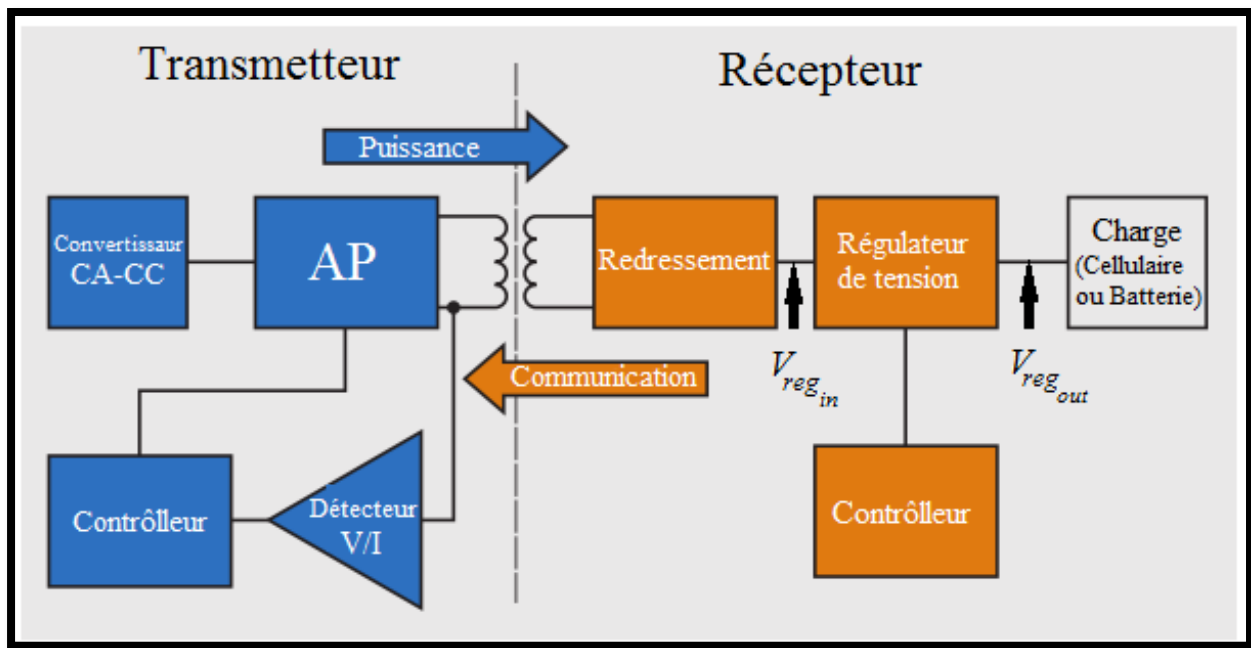


Figure 3.3 : Schéma fonctionnel typique d'un lien inductif conforme à la norme *Qi*

La norme *Qi* (prononcé «tchi») a été développée en 2009 par l'association « Wireless Power Consortium (WPC) » dont plus de 190 entreprises (Samsung, Nokia, Sony Ericsson, LG, HTC, Motorola, Panasonic, Philips et Energizer) sont membres [87, 88]. Il s'agit d'une norme interopérable, pour recharger sans fil des dispositifs électroniques portables.

Un lien inductif *Qi* est aussi en mesure de transférer des données numériques du récepteur vers le transmetteur. La communication ascendante est assurée par un procédé de modulation de charge et les données sont envoyées sous forme de trames. Les trames d'erreurs sont celles qui nous intéressent dans cette partie. Ils contiennent une valeur entière signée (de -128 à 127) qui indique le degré d'erreur entre la valeur de la tension d'entrée  $V_{reg_{in}}$  actuelle et celle souhaitée. Si



par exemple, la tension  $V_{reg_{in}}$  doit avoir une valeur plus importante, le transmetteur doit évidemment émettre plus de puissance. En effet, pour contrôler cette puissance, trois méthodes peuvent être utilisées par les transmetteurs de puissance certifiés  $Qi$  : **(1)** contrôle de la tension d'alimentation DC, **(2)** contrôle de la fréquence ou **(3)** contrôle du rapport cyclique des signaux de commande de l'amplificateur [88].

Comme nous l'avons précédemment mentionné, l'asservissement maximise l'efficacité du récepteur en réduisant les pertes dans le régulateur de tension linéaire. Conformément au standard, la tension de sortie du régulateur  $V_{reg_{out}}$  est stabilisée à 5 V. Ainsi, pour garantir au moins 70% d'efficacité, la sortie du redresseur  $V_{reg_{in}}$  doit être fixée à une valeur inférieure ou égale à 7 V [89]. À des faibles courants de charge,  $V_{reg_{in}}$  est ajustée à 7 V pour prévenir une chute de la tension  $V_{reg_{out}}$  lors d'une augmentation brusque du courant. Cela permet de maintenir une tension de sortie  $V_{reg_{out}}$  stable durant les variations de charge. D'autre part, à des courants de charge élevés, la tension  $V_{reg_{in}}$  est maintenue aussi proche que possible de 5V pour minimiser la perte de puissance dans le régulateur et par la suite améliorer l'efficacité totale du récepteur.

Donc, dépendamment de la charge de sortie, le récepteur envoie les trames d'erreurs vers le transmetteur. Comme le montre la figure 3.3, ces données peuvent être démodulées à l'aide d'un détecteur de tension ou de courant de la bobine d'émission. Après les avoir numérisées et décodées par le contrôleur du transmetteur, la puissance de sortie est ajustée en utilisant un algorithme de régulation proportionnel-intégral-différentiel (PID) et une des méthodes de contrôle. La méthode **(1)** est la plus simple, il suffit d'augmenter la tension d'alimentation de l'AP si le récepteur a besoin de plus de puissance et de la diminuer pour des faibles puissances requises.

La méthode **(2)** consiste, quant à elle, à varier la fréquence de commutation  $f$  des signaux de commande des MOSFETs entre 110 kHz et 205 kHz (pour un rapport cyclique de 50%). Évidemment, la puissance maximale est obtenue lorsque  $f$  est égale à la fréquence de résonance primaire.

Finalement, la méthode (3) effectue l'asservissement en variant le rapport cyclique des signaux de commandes entre 10% et 50% (pour  $f = 205 \text{ KHz}$ ). Un rapport cyclique de 50% garantit un transfert maximal de puissance. Plus de détail sur le principe de fonctionnement d'un système  $Qi$  est disponible dans [88].

C'est vrai que l'emploi exclusif de ces méthodes augmente l'efficacité énergétique du dispositif à recharger, cependant, il ne permet pas un état de résonance dans l'AP et n'assure donc pas une bonne efficacité du lien dans le cas d'un fractionnement de fréquence. Il faut noter que la compensation de la variation des paramètres du lien n'est pas vraiment nécessaire dans un lien inductif  $Qi$  car le couplage entre les deux dispositifs (d'émission et de réception) est presque parfait et il est fixe lors du chargement. D'ailleurs, les bobines peuvent intégrer des aimants permanents pour assurer un alignement parfait entre les bobines.

### 3.4 Les systèmes capables de maintenir l'état résonant au primaire

Trois principales méthodes d'asservissement peuvent être adoptées pour assurer l'état de résonance au primaire. La première méthode utilise l'asservissement de la fréquence du signal de commande de l'AP. Les deux autres utilisent soit le contrôle de l'inductance primaire soit le contrôle de la capacité primaire. Comme nous avons déjà mentionné, peu de publications portent sur ce sujet. C'est pour cette raison que nous allons présenter les systèmes discutés dans la littérature qui utilisent ces trois méthodes d'asservissement même si leur but n'est pas forcément de maintenir la résonance dans le circuit primaire.

#### 3.4.1 Contrôle de la fréquence du signal de commande de l'AP

Cette technique d'asservissement consiste à maintenir l'état de résonance et à réduire les pertes d'énergie dans l'AP en s'assurant que la fréquence de commutation  $f$  est continuellement égale à la fréquence de résonance du circuit primaire  $f_{r1}$  [90-93]. À cette fin, une branche de rétroaction au côté primaire (composée d'une résistance  $R_f$ , d'un condensateur  $C_f$  et d'une bobine auxiliaire  $L_f$ ) a été utilisée pour dériver le signal de commande  $V_c$  de l'AP à partir de la tension de sortie du circuit primaire  $V_{L_1}$  (Figure 3.4) [92]. Le rôle de ce circuit consiste à établir une contre-réaction positive permettant à l'AP et au circuit primaire d'agir ensemble comme un oscillateur.

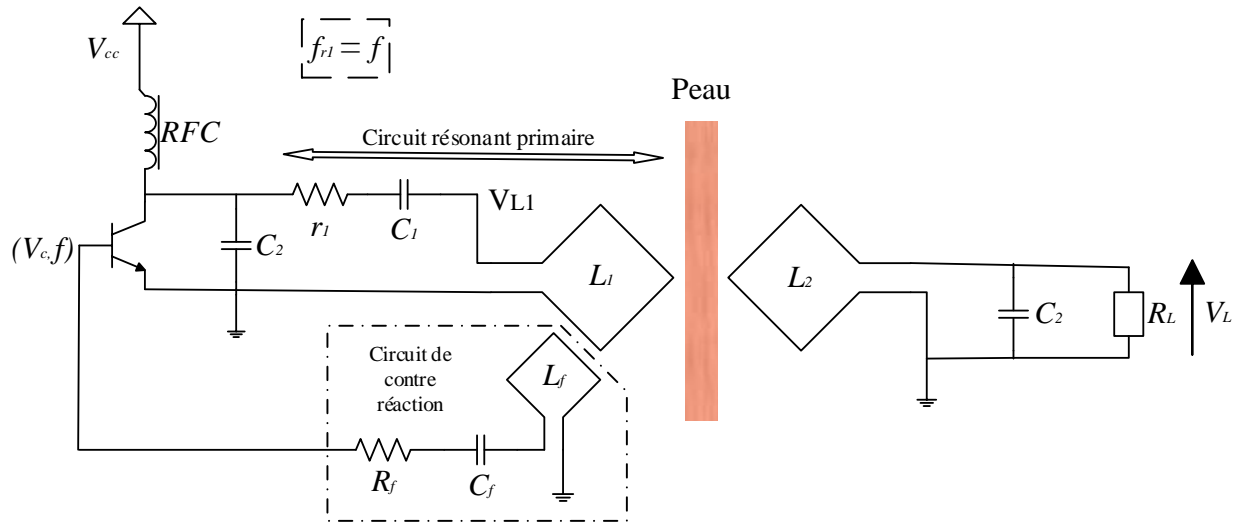


Figure 3.4 : Transmetteur auto-résonant

L'avantage de cette technique de contre-réaction est que la fréquence de commande  $f$  de l'AP est non seulement égale à la fréquence de résonance primaire, mais elle suit ses variations. Il suit donc que cette technique d'asservissement garantit indéfiniment l'état de résonance au primaire. Cependant, cette technique présente des inconvénients qui contrebalancent les gains obtenus. D'une part, étant donné la présence de deux couplages additionnels ( $L_1 - L_f$  et  $L_2 - L_f$ ), les impédances réfléchies de la branche de rétroaction aux circuits primaire et secondaire seront plus importantes, ce qui réduit l'énergie transférée vers la bobine secondaire  $L_2$ . Ce problème peut être corrigé en utilisant un circuit de détection de la puissance émise et un bloc de contrôle électronique (PLL, microcontrôleur, FPGA...) pour ajuster la fréquence de commutation [94-97]. Cependant, il existe deux problèmes majeurs qui rendent ce type d'asservissement non conforme dans une application biomédicale. Premièrement, la génération d'une fréquence variable peut dépasser facilement la bande de fréquence permise à l'utilisation des réseaux sans fil. Conformément à la réglementation ISM, les gammes de fréquences utilisables sont extrêmement petites. Par exemple, à 13,56 MHz, la plage est juste  $13.56 \text{ MHz} \pm 7 \text{ KHz}$  [98]. Deuxièmement, pour assurer une bonne efficacité de transfert d'énergie, on doit s'assurer que le récepteur résonne à une fréquence proche de la fréquence d'opération du transmetteur. Cela exige en plus une boucle de contrôle dans la partie secondaire et rend la tâche de conception plus complexe.

Pour assurer l'état de résonance primaire, tout en évitant les problèmes liés à une fréquence d'opération  $f$  variable, l'unique alternative possible est d'asservir la fréquence du circuit résonant

primaire  $f_{r1}$ . Deux candidats sont en mesure de contrôler  $f_{r1}$  : l'inductance et la capacité du circuit primaire.

### 3.4.2 Contrôle de l'inductance primaire

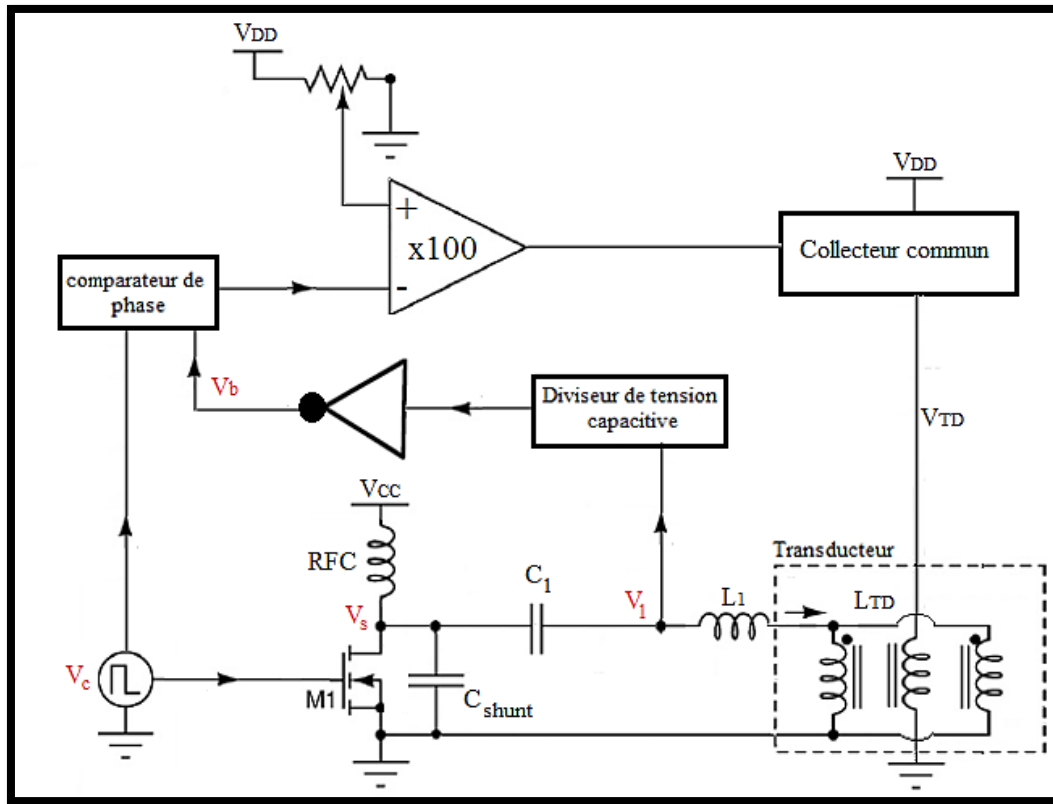


Figure 3.5 : Schéma de bloc de l'amplificateur de classe E avec une compensation de l'inductance primaire.

Dans les environnements biomédicaux, des bobines flexibles appliquées directement sur la peau ou intégrées dans les vêtements sont très souhaitables pour le confort du patient. La bobine d'émission d'un STE inductive pour l'endoscopie par exemple, est destinée à être intégrée dans une sorte de costume flexible [99]. Comme nous avons déjà mentionné, une petite variation de la valeur d'inductance de la bobine primaire peut désaccorder le transmetteur et dégrader l'efficacité du transmetteur et du lien. C'est pour cette raison que Van Schuylenbergh et coll. ont placé un transducteur ayant une valeur d'inductance commandée électriquement en série avec la bobine déformable. Ce principe a été démontré avec succès pour un circuit de classe C à une fréquence d'opération de  $1\text{ MHz}$  [3]. Plus tard, en raison de ses meilleures performances, l'amplificateur de

classe E a été adopté. Le transducteur est réalisé sur un double noyau de ferrite en forme de E. Il comporte 1400 spires (en fil de cuivre) autour de la branche centrale et 8 spires autour de chacune des branches latérales du noyau. Un courant constant circule dans la bobine centrale détermine le niveau de saturation du noyau et donc la perméabilité du matériau du noyau. Ainsi, augmenter le courant DC dans la bobine centrale sature le noyau et diminue la valeur de l'inductance. La plage d'inductance couverte par ce transducteur est entre  $4 \mu H$  et  $15 \mu H$ . La figure 3.5 représente le schéma électronique du système d'asservissement de l'inductance primaire.

Dans un premier temps, un diviseur capacitif atténue la tension de sortie  $V_1$ . Ce signal sinusoïdal est converti en un signal  $V_b$ , version carrée inverse du signal atténué de  $V_1$ , à l'aide d'un comparateur de tension. La phase de  $V_b$  est ensuite comparée à celle de signal de commande  $V_c$  à l'aide d'un comparateur de phase. Pour une différence de phase nulle, la sortie du comparateur sera en état de haute impédance. Cependant, pour un retard de  $V_o$ , la sortie du comparateur de phase prend l'état haut ( $V_{DD}$ ) et dans le cas contraire, la sortie prend l'état bas (GND). Ensuite, deux amplificateurs opérationnels amplifient d'un facteur 100 la différence de tension entre la sortie du comparateur de phase et une tension de référence fixée à l'aide d'un potentiomètre. L'ajustement de ce potentiomètre détermine le déphasage avec lequel la condition « ZVS » est garantie.

Bien que, dans [100-103], les systèmes proposés aient été utilisés pour assurer la condition ZVS et donc améliorer l'efficacité du transmetteur en dépit de la variation de l'inductance primaire, il peut être encore utilisé pour maintenir l'état de résonance. D'ailleurs, il était mentionné dans [104], qu'un système d'asservissement à base de transducteur pour assurer la résonance sera présenté dans une publication future. Toutefois, ça ne sera pas la phase qui doit être ajustée, mais la puissance de sortie de l'AP.

C'est vrai que cette méthode d'asservissement a prouvé son efficacité pour compenser la déformation de la bobine primaire avec une fréquence d'opération fixe. Cependant, un noyau de ferrite est caractérisé par son comportement non linéaire et peut entraîner une distorsion à la tension de sortie de l'AP. Pour le linéariser et surmonter ce problème, un noyau de plus grande taille est indispensable [100]. Également, l'utilisation d'un noyau ferromagnétique et d'un circuit de contrôle complexe rend le système plus encombrant et inadapté pour des systèmes portables.

### 3.4.3 Contrôle des capacités commutées

Visant à réduire la complexité du circuit et à accroître la portabilité du transmetteur, le condensateur est beaucoup plus pratique à ajuster par rapport à l'inductance [75]. En effet, la plupart des calibrations sont basées sur l'ajustement de la capacité d'accord et pas l'inductance. Les premières techniques d'accord automatique qui viennent à l'esprit sont celles généralement utilisées dans les oscillateurs et les applications à micro-ondes comme la diode à capacité variable (diode varicap), le condensateur Miller<sup>1</sup> et le gyrateur d'impédance<sup>2</sup>. Malheureusement, ces systèmes ne peuvent pas être employés dans notre application, car la tension et le courant dans le circuit résonant primaire sont élevés et dépassent les valeurs maximales tolérées par ces circuits. D'ailleurs, les valeurs de crête à crête de la tension et du courant dans la bobine primaire peuvent dépasser facilement les 50V et quelques ampères [102].

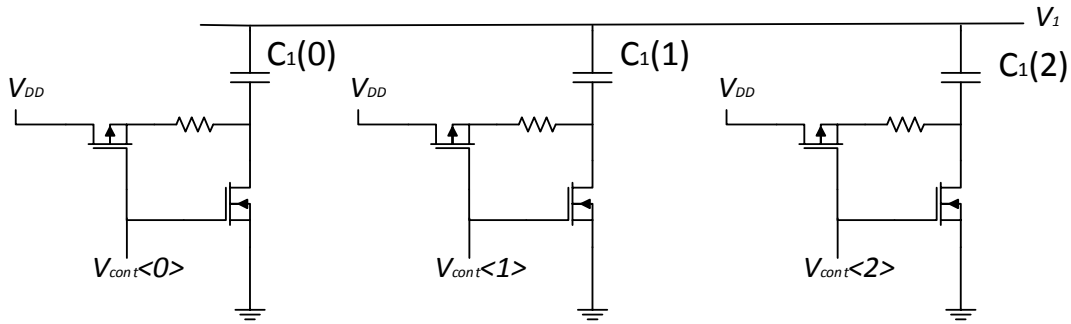


Figure 3.6 : Schéma du banc de condensateurs

En utilisant cette méthode, le but ultime de l'amélioration de la puissance reçue peut être assuré. Toutefois, il existe également des inconvénients dans le procédé. En raison des hautes tensions appliquées, la commutation des transistors conduit à des chutes de tensions élevées de  $V_{reg\,in}$  ce qui provoque des grandes ondulations, comme le montre les résultats de mesures exposées dans [106]. Aussi, l'ajout d'une capacité plus petite que dans les autres branches se traduira par des courants plus élevés à travers ce condensateur et peut l'user [104].

<sup>1</sup>Un condensateur  $C_L$  connecté en contre-réaction avec un amplificateur de tension à gain variable égal à  $A_v$ , le condensateur effectif  $C_{eff}$  est égale à  $(1 + A_v)C_L$ .

<sup>2</sup>Un quadripôle actif qui présente sur une paire de bornes une impédance  $Z_{in}$  proportionnelle à l'inverse de l'impédance qui existe sur l'autre paire de bornes  $Z_{out}$ .

$Z_{in} = g \frac{1}{Z_{out}}$ , avec  $g$  est un coefficient commandé à l'aide des amplificateurs à gain variable.

Afin d'améliorer l'efficacité du transmetteur et de compenser la variation de la charge, un système de transmission d'énergie asservi a été conçu par Park [105]. Il comporte : un AP de classe E, une boucle de commande automatique de puissance et un circuit de compensation de la variation de la charge. Ce dernier utilise une batterie de condensateurs Métal-Isolant-Métal (MIM) reliée à la bobine primaire et des commutateurs NMOS commandés numériquement.

Comme le montre la figure 3.6, chaque condensateur  $C_1(i)$  est connecté à un commutateur binaire de telle sorte que la capacité de résonance totale  $C_1$  peut être ajustée. Lorsque le bit de contrôle  $V_{cont} < i >$  passe à l'état haut, le commutateur NMOS est activé et la capacité s'incorpore au circuit résonant primaire. Dans le cas contraire, le drain du NMOS est relié à la tension d'alimentation  $V_{DD}$  via un commutateur PMOS pour prévenir le nœud flottant. Peu d'informations ont été fournies dans cet article sur la technique de détection de la variation de charge et la méthode de compensation, mais les mesures montrent bien que grâce à ce système de compensation, l'efficacité<sup>1</sup> est insensible à la variation de charge.

Un système similaire a été développé par R.Carta et coll, mais cette fois dans le but de maximiser la tension à la sortie du redresseur  $V_{reg_{in}}$  malgré le désalignement entre les bobines [106]. Une modulation de charge est utilisée pour renvoyer une amplitude proportionnelle à la tension  $V_{reg_{in}}$  vers le transmetteur. La valeur de capacité optimale  $C_{1_{opt}}$  est déterminée après un nombre d'incrément/décréments de  $C_1$  à l'aide des commutateurs. À chaque commutation, la valeur de capacité  $C_1$  est modifiée et des nouvelles informations sont transmises à partir du récepteur. La valeur la plus appropriée de la capacité de résonance primaire  $C_1$  est celle qui correspond à une valeur maximale de  $V_{reg_{in}}$ .

La résolution de  $C_1$  est de  $100\text{ pF}$  dans une plage de  $\pm 55\%$  autour de sa valeur nominale. Notant que la résolution et la plage de variation peuvent être améliorées en ajoutant plus de condensateurs et de dispositifs de commutation, mais au détriment de la taille d'installation, du coût et de la fiabilité.

Afin d'obtenir des variations lisses de la fréquence, une autre méthode a été proposée par S.Ping [107-110]. La capacité dans ce cas est contrôlée en changeant la période moyenne de charge et de décharge du condensateur. Ce contrôle est établi par une commutation douce des

---

<sup>1</sup>L'efficacité mesurée n'a pas été définie par l'auteur.

transistors avec un rapport cyclique varié. Ce contrôle est établi par une commutation douce des transistors avec un rapport cyclique varié. D'où, la plage de variation est déterminée par la capacité totale plutôt que le nombre de condensateurs. Le transmetteur est basé sur un convertisseur push-pull résonant opérant à 65 KHz et d'un circuit de commande de la capacité de résonance primaire. Cette capacité est fournie par un condensateur fixe  $C_1$  et un ou deux condensateurs commutés  $C_{Si}$  (avec  $i = \{1,2\}$ ). Ces derniers changent de valeurs dépendamment de la largeur des impulsions des signaux  $V_{gsw1}$  et  $V_{gsw2}$  qui commandent les grilles des transistors de commutations  $Sw1$  et  $Sw2$ . La production de ces signaux a été effectuée par différentes manières.

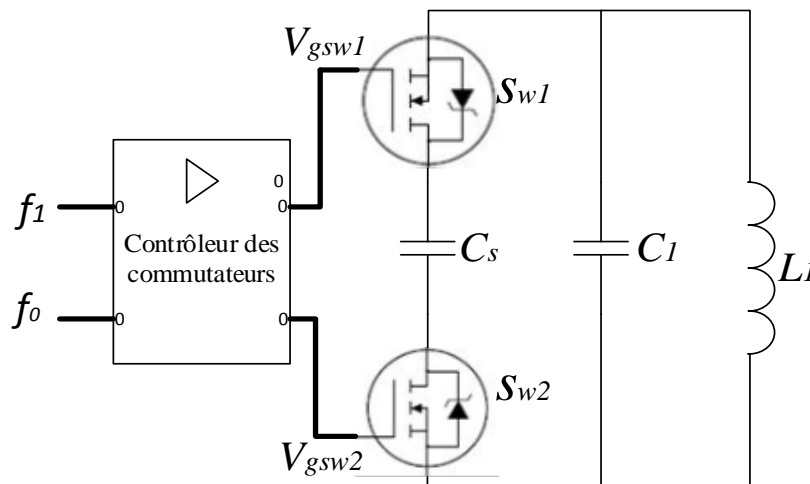


Figure 3.7 : Contrôle de la capacité de résonance à commutation

L'une des méthodes présentées dans la figure 3.7 consiste à comparer la fréquence  $f_{r1}$  de la tension aux bornes de la bobine primaire à la fréquence de résonance originale  $f_0$  [108]. Avec cette méthode, si  $L_1$  diminue pour une raison quelconque, la fréquence  $f_{r1}$  augmentera alors en conséquence. L'augmentation de l'écart entre  $f_{r1}$  et  $f_0$ , entrainera à son tour l'augmentation de la largeur d'impulsion du signal de commande de grille ainsi que la capacité de  $C_s$ , pour finalement conduire à l'asservissement de la fréquence  $f_{r1}$  et assurer l'état de résonance.

La valeur de la capacité du condensateur fixe  $C_1$  est déterminée par l'équation (3.1) dans le cas d'une augmentation maximale de l'inductance primaire  $\Delta L_{1+}$ . Tandis que la capacité



équivalente maximale de la capacité commutée  $C_{smax}$  est déterminée par l'équation (3.2) dans le cas d'une diminution maximale de l'inductance primaire  $\Delta L_{1-}$ .

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2(L_1 + \Delta L_{1+})} \quad (3.1)$$

$$C_{smax} = \frac{1}{\omega_0^2(L_1 - \Delta L_{1-})} - C_1 \quad (3.2)$$

Une autre manière de générer des signaux de commande des grilles consiste à comparer une tension de référence  $V_{ref}$ , à la tension aux bornes de la bobine primaire  $V_1$  (atténuée par un diviseur de tension). Sachant que  $V_{ref}$  est un signal de rétroaction qui représente la différence entre la valeur actuelle et la valeur souhaitée de la tension à l'entrée du régulateur  $V_{regin}$  [107]. Comme le montre la figure 3.8, les rapports cycliques des signaux de commande de grille  $V_{gsw1}$  et  $V_{gsw2}$  sont déterminés à l'aide de deux comparateurs. Ainsi, le système sert à contrôler la tension  $V_{regin}$  pour réduire les pertes dans le récepteur en présence de la variation de plusieurs paramètres du lien inductif. Notant que la transmission des données du secondaire vers le primaire a été effectuée à l'aide de deux transmetteurs RF [109, 110].

Les systèmes proposés assurant une variation souple de la capacité de résonance possèdent quelques limitations à cause de leur fonctionnement à haute puissance (volume et dissipation thermique élevées [107]).

Aussi, les résultats exposés de cette méthode de compensation sont essentiellement appuyés par des simulations. Toutefois, les résultats de simulations et d'expérimentation ne montrent pas l'amélioration que permet cette méthode par rapport à un STE classique. Une seule comparaison a été effectuée, mais entre les valeurs analytiques et expérimentales de la puissance récupérée à la sortie du redresseur [107]. Malgré tous nos efforts, nous n'avons pas trouvé de preuves dans la littérature qui démontrent l'efficacité de cette technique de compensation [107-111]. Aussi, la possibilité d'utiliser cette méthode à des hautes fréquences reste à prouver.

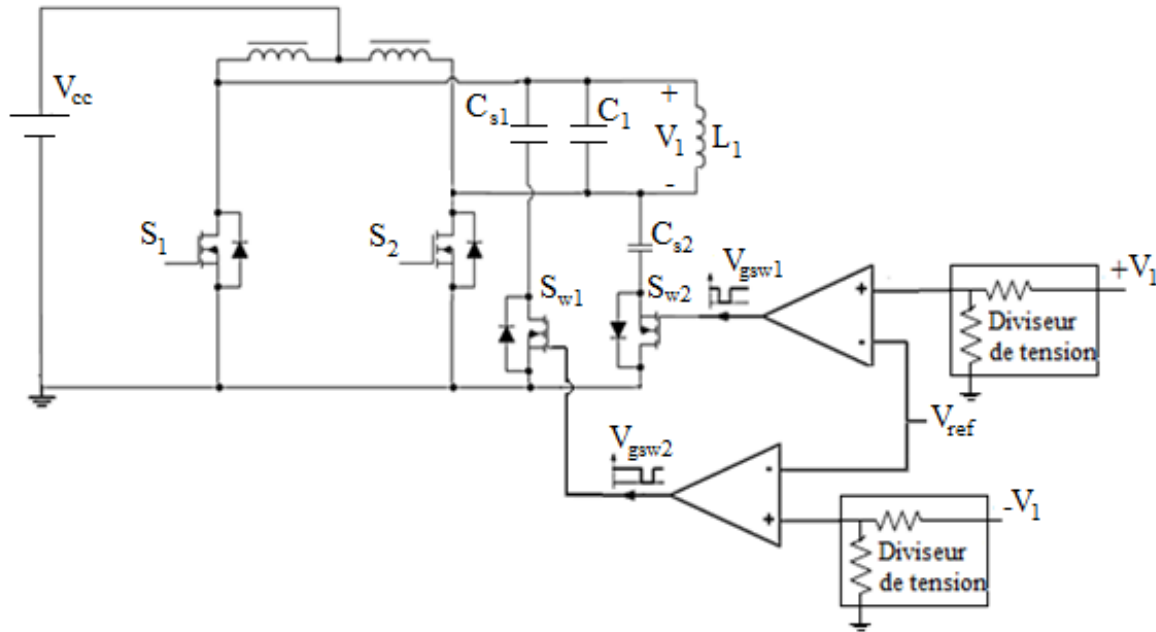


Figure 3.8 : Convertisseur push-pull avec le circuit de commande des capacités

### 3.5 Discussion et Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté tout d'abord les techniques quasi-classiques qui exploitent l'approche géométrique ou l'accord décalé pour réduire la sensibilité du coefficient  $k$  aux déplacements des bobines. Ce privilège est malheureusement obtenu au détriment du gain en tension et de la puissance transférée. Aussi, nous avons montré que ces approches ne peuvent pas être utilisées pour un faible couplage entre les bobines.

Ensuite, nous avons mis l'accent sur les systèmes d'asservissements proposés dans la littérature. Nous les avons classés selon leurs motivations en deux groupes : les systèmes de contrôle de la puissance reçue et les systèmes de maintien de l'état résonant au primaire.

Le premier groupe a été présenté dans ce chapitre, car il est très investigué dans la recherche et dans l'industrie des STE sans fils. Ces types de systèmes servent à réduire les pertes dans le régulateur et par la suite améliorer l'efficacité du récepteur. Ils utilisent essentiellement un circuit de détection dans le récepteur, une communication ascendante et un circuit de contrôle dans le transmetteur. Ces systèmes ne sont pas fiables dans le cas d'un couplage faible (distance de séparation assez élevée entre les bobines), car dans le cas de fractionnement de fréquence, se

forcer à envoyer une quantité d'énergie suffisante au récepteur en dehors de l'état de résonance implique une efficacité médiocre du lien. C'est pour cette raison que le maintien de l'état de résonance est nécessaire dans un STE inductif à couplage variable.

La dernière partie a été essentiellement consacrée pour parler des systèmes d'asservissement qui permettent de maintenir l'état de résonance au primaire. Ils ont été divisés en trois méthodes de contrôles. La première consiste à varier la fréquence du signal de commande de l'AP jusqu'à l'accorder avec la fréquence de résonance primaire. Cette approche permet évidemment d'établir la résonance au primaire, cependant elle risque de dépasser facilement la bande de fréquences allouées par les réglementations internationales pour les STE sans fil. Également, cette méthode exige une boucle de contrôle additionnelle dans le côté secondaire pour assurer un bon transfert d'énergie. La deuxième méthode repose sur le contrôle de l'inductance primaire. Ce procédé offre une fréquence de fonctionnement stable, mais conduit à un système complexe, volumineux et inadapté pour des systèmes portables. La dernière méthode quant à elle consiste à asservir la capacité primaire. La variation dynamique de la capacité de résonance peut être réalisée par plusieurs moyens. Une des techniques consiste à utiliser une batterie de condensateurs commandés par des dispositifs à semi-conducteur. Ce type de système génère des grandes ondulations à cause de la commutation dure des transistors, aussi il éprouve quelques difficultés d'implémentation à cause des tensions et des courants élevés dans le transmetteur. Afin d'assurer une commutation souple des transistors, un condensateur fixe dont la valeur de la capacité est contrôlée par un signal PWM a été proposé par S.Ping. Comme nous avons déjà mentionné, l'efficacité de cette technique de compensation n'a pas été prouvée.

Malheureusement, vu les différences qui existent entre les méthodes rapportées (différentes architectures, différentes fréquences d'opérations, différents objectifs) et le manque d'informations sur certaines méthodes, il nous a été impossible de les comparer. Nous avons toutefois identifié les points faibles de chaque méthode pour ainsi définir leurs limites.

## CHAPITRE 4 SYSTÈME DE TRANSMISSION D'ÉNERGIE INDUCTIVE PROPOSÉ

Au début de ce chapitre, nous allons donner un aperçu sur le système proposé. Ensuite, nous allons décrire en détail la structure du transmetteur d'énergie inductive classique, de la boucle d'asservissement et de l'étage d'alimentation de tout le système. Le choix de chaque module du transmetteur proposé sera justifié et expliqué.

### 4.1 Aperçu général

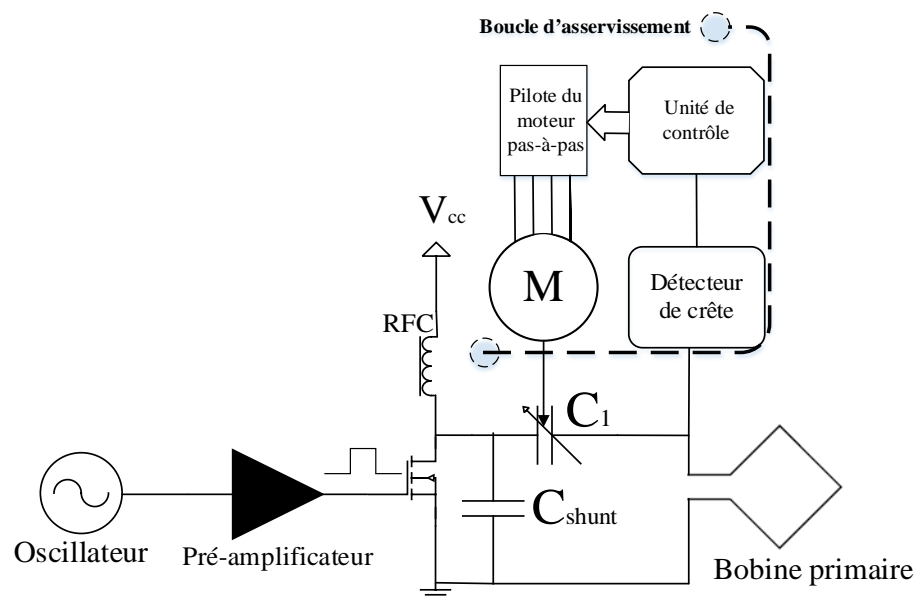


Figure 4.1 : Schéma simplifié du transmetteur d'énergie inductive proposé

Le système proposé, présenté dans la figure 4.1, peut être divisé en deux grandes parties. La première est le transmetteur d'énergie inductive classique. Il est constitué d'un oscillateur à quartz qui génère un signal sinusoïdal de faible puissance suivi d'un préamplificateur qui permet la commutation du transistor de l'amplificateur de puissance de classe E. Cet amplificateur est censé fournir le maximum d'énergie lorsque le circuit de résonance primaire situé en aval est accordé à la fréquence de commutation. La deuxième partie est la boucle d'asservissement composée d'un détecteur de crête, d'une unité de contrôle et d'un micro moteur pas à pas. Le détecteur de crête prélève l'amplitude de la crête positive de la tension aux bornes de la bobine primaire. Ce signal, après être atténué, est introduit dans une unité de contrôle (un

microcontrôleur), qui commande à son tour un moteur pas à pas à l'aide d'un pilote de haute résolution. Étant donné que l'arbre du moteur est relié au condensateur ajustable  $C_1$ , chaque micropas du moteur est traduit par une petite variation de la capacité de  $C_1$  [81]. Cette partie représente la nouvelle méthode d'asservissement proposée pour compenser les différentes variations du lien inductif comme l'alignement entre les bobines et la charge secondaire. Plus de détails sur chaque élément du système global vont être divulgués dans ce chapitre.

## 4.2 Oscillateur sinusoïdal

Comme nous avons déjà mentionné dans le chapitre 2, la structure d'un oscillateur est communément celle d'un système bouclé dans lequel une portion du signal de sortie est ramenée à l'entrée pour assurer l'auto maintien des oscillations. Le signal de sortie est un signal périodique de fréquence unique qui sert dans ce contexte à exciter le transistor à commutation de l'amplificateur de puissance.

Idéalement, le signal de sortie  $v_s(t)$  doit être une sinusoïde pure avec uniquement la fréquence fondamentale  $f_0$ , mais inévitablement, il est composé de plusieurs harmoniques.

$$v_s(t) = V_{s1} \sin(\omega_0 t) + V_{s2} \sin(2\omega_0 t + \varphi_2) + \dots + V_{s3} \sin(n\omega_0 t + \varphi_3) \quad (4.1)$$

La qualité du signal est représentée par le taux de distorsion des harmoniques (THD). Il est défini comme le rapport entre la valeur efficace globale des harmoniques et la valeur efficace de la composante fondamentale. Aussi, la fréquence fondamentale possède évidemment un intervalle de variation  $[f_0 - \Delta f, f_0 + \Delta f]$ . Le rapport de stabilité de fréquence  $\sigma$  traduit la capacité de l'oscillateur à produire une fréquence stable. Il est souvent mesuré en partie par million « ppm » à une température donnée, généralement choisit à  $+25^\circ\text{C}$ .

$$\sigma_{ppm} = \frac{\Delta f}{f_0} 10^6 \quad (4.2)$$

En effet, plus  $\sigma$  est faible, meilleure sera la stabilité de l'oscillateur.

### 4.2.1 Oscillateur à quartz

Parmi les oscillateurs abordés dans le deuxième chapitre, l'oscillateur à quartz est le plus stable en fréquence et c'est celui qui convient le mieux pour notre application. Le circuit de l'oscillateur est conçu selon la configuration Colpitts comme le montre la figure 4.2. Cette configuration compte parmi de nombreuses autres configurations d'oscillateurs à quartz. Ses principaux privilèges résident dans sa simplicité d'implémentation ainsi que dans sa robustesse. L'oscillateur à quartz utilise comme son nom l'indique un cristal à quartz. C'est un matériau piézo-électrique qui se déforme sous l'action d'un champ électrique. Il peut être modélisé par le circuit électrique équivalent présenté dans la figure 4.3.

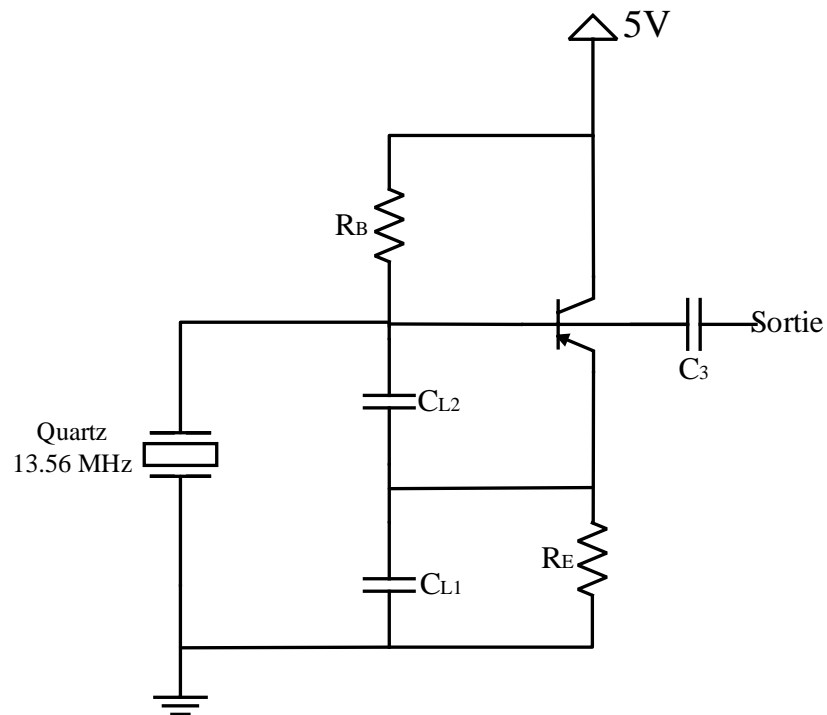


Figure 4.2 : Oscillateur Colpitts à quartz

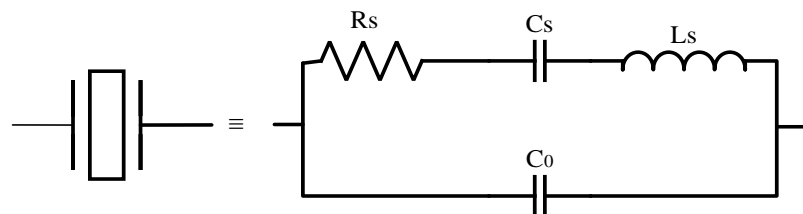


Figure 4.3 : Circuit électrique équivalent d'un cristal

Dans cette figure, la capacité shunt  $C_0$  englobe la capacité des électrodes de cristaux et les capacités parasites dues à l'enceinte du cristal et aux fils de connexions.  $R_s$ ,  $C_s$  et  $L_s$  sont les paramètres motionnels du quartz qui résultent des vibrations mécaniques du cristal. L'inductance motionnelle  $L_s$  représente la masse vibrante du quartz. La capacité motionnelle  $C_s$  représente l'élasticité du quartz et la résistance  $R_s$  représente les pertes mécaniques dans le cristal.

En se basant sur ce modèle, le quartz admet deux fréquences de résonances qui peuvent être calculés en utilisant les équations suivantes :

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (4.3)$$

$$f_A = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \frac{C_0 C_s}{C_0 + C_s}}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C_s}{C_0}} \quad (4.4)$$

$f_s$  est appelée fréquence de résonance série et  $f_A$  fréquence d'antirésonance parallèle. Sachant que  $C_0 \gg C_s$ , ces deux fréquences sont très proches comme le montre la figure 4.4. La plage de fréquences entre  $f_s$  et  $f_A$ , appelée le domaine de la résonance parallèle, est sous laquelle le cristal oscille normalement.

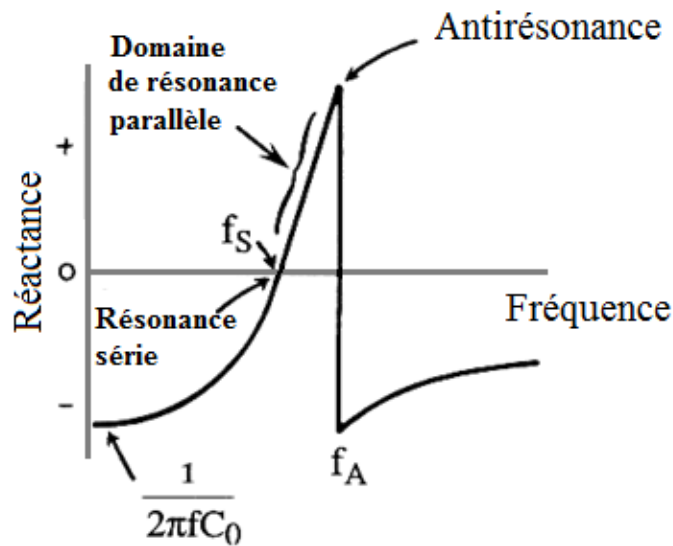


Figure 4.4 : Réactance en fonction de la fréquence d'un cristal

La fréquence d'oscillation exacte pour un cristal de résonance parallèle peut être calculée avec l'équation 4.5, où  $C_L$  est la capacité externe vue par le cristal, connue aussi par le nom de capacité de charge « Load capacitance en anglais ». En se référant à la fiche technique, une capacité de charge égale à  $10\text{ pF}$  est requise pour que l'oscillateur résonne à  $13.56\text{ MHz}$ .

$$f_P = f_s \left( 1 + \frac{C_S}{2 C_L} \right) \quad (4.5)$$

Comme on le voit dans la figure 4.2, les deux condensateurs  $C_{L1}$  et  $C_{L2}$  ainsi que la capacité d'entrée du transistor  $C_{be}$  ( $=8\text{ pF}$ ) constituent la charge capacitive du cristal.

D'où

$$C_L = \frac{C_{L1} C_{L2}}{(C_{L1} + C_{L2}) + C_{be}} \quad (4.6)$$

Malheureusement, les valeurs obtenues théoriquement ont été incapables de faire fonctionner l'oscillateur. Les valeurs des composants ont été donc sélectionnées de façon empirique en se basant sur des valeurs pratiques optimisées [112].

Ce type d'oscillateur est très précis et stable en fréquence ( $\pm 50\text{ ppm}$ ) et sa consommation d'énergie est faible. De plus, il est très peu influencé par la température. Cependant, il possède quelques inconvénients : notamment sa bande passante étroite et son temps de démarrage un peu lent. Mais pour notre application, ce ne sont pas des paramètres critiques puisqu'on ne transmet pas de données vers l'implant.

#### 4.2.2 Choix de la fréquence d'opération (13.56 MHz)

La fréquence de fonctionnement de l'oscillateur n'a pas été choisie arbitrairement. Bien au contraire, le choix de la fréquence a nécessité plusieurs études. Tout d'abord, la fréquence doit être sélectionnée dans la bande internationale allouée pour toutes applications industrielles, scientifiques et médicales (ISM) pour une utilisation non commerciale des champs électromagnétiques RF. En sélectionnant une fréquence de cette bande, on aura la possibilité de transmettre une quantité de puissance suffisante sans susciter une demande d'autorisation auprès des autorités de réglementations. Les bandes ISM communes sont réparties dans la bande basses fréquences (BF) de 100 à 150 kHz, en haute fréquence



(HF: 6,78 MHz, 13,56 MHz, 27,125 MHz et 40,68 MHz), ainsi qu'en bande ultra haute fréquence (UHF: 433,92 MHz, 869 MHz et 2,4 GHz). Pour des fréquences UHF, une grande portée de transmission est assurée. Cependant, les phénomènes de réchauffement graves des tissus empêchent l'usage de ces fréquences pour la transmission d'énergie [113]. Par conséquent, nous porterons un intérêt plus particulier aux basses et hautes fréquences. D'autre part, selon la norme EN 300 330, des intensités du champ magnétique maximales (autorisées à être créées dans un rayon de 10 mètres) ont été spécifiées pour différentes fréquences. La figure 4.5 montre un récapitulatif sur les intensités du champ magnétique H autorisées pour les fréquences inférieures à 30 MHz ainsi que la puissance apparente rayonnée (PAR) pour des fréquences plus élevées. Ce tableau comporte les limites fixées par plusieurs normes (Européenne, Américaine et internationale). Selon la norme établie par l'Union Internationale de Télécommunications (UIT ou ITU en anglais), les intensités autorisées à 100 – 135 kHz, 6.78 MHz et 13.56 MHz sont respectivement de 66 dB $\mu$ A/m, 42 dB $\mu$ A/m et 42 dB $\mu$ A/m. Bien entendu, l'intensité autorisée à basse fréquence est plus élevée par rapport à celle autorisée à la bande HF. De plus l'effet d'échauffement des tissus dans cette bande est négligeable ou même inexistant, mais à ces fréquences, le facteur de qualité est faible. Par conséquent la production de puissance est restreinte et la portée de transmission entre les bobines de quelques millimètres de dimensions est courte [114].

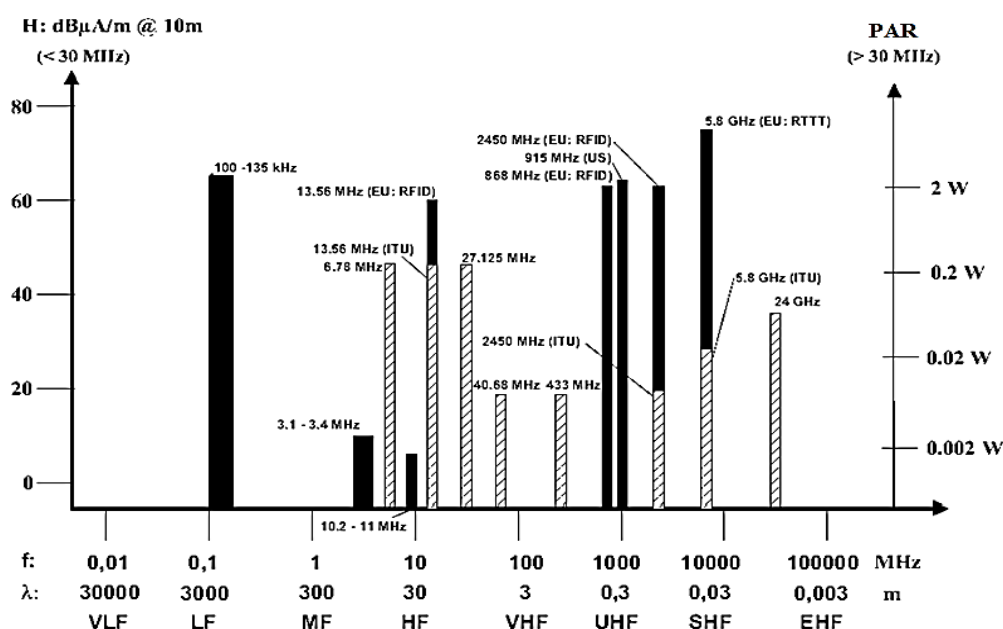


Figure 4.5 : L'intensité du champ magnétique autorisé à des différentes fréquences [113]

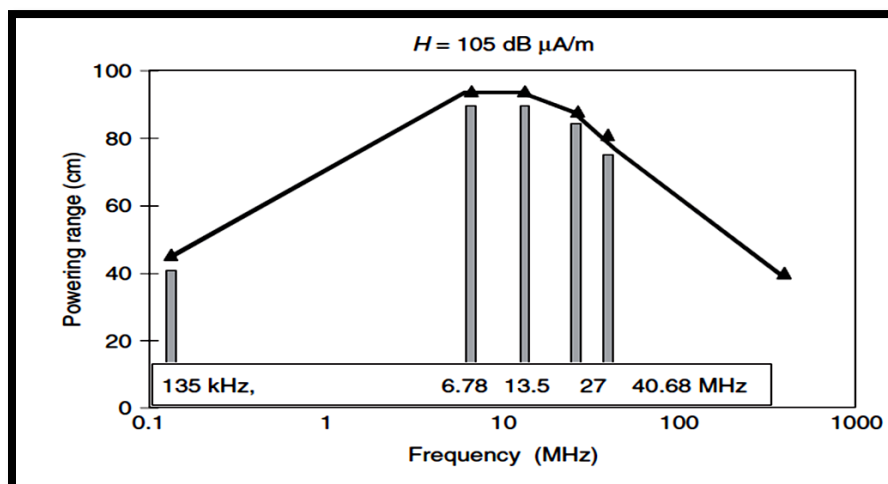


Figure 4.6 : La portée de transmission de puissance à la même intensité de champ magnétique

[114]

D'après la figure 4.6, une mesure de la portée d'un système de couplage inductif avec la même intensité de champ magnétique (105 dB  $\mu$ A/m) à des fréquences différentes, nous montre que la portée est optimisée dans la plage de fréquence située autour de 10 MHz.

Finalement, d'après ce que nous avons évoqué précédemment, la fréquence de 13,56 MHz est estimée la plus appropriée, car elle offre un bon compromis entre trois paramètres : l'intensité du champ magnétique autorisé, la compatibilité avec le milieu biologique et la portée de transmission.

### 4.2.3 Choix de type de condensateur

Afin de construire un transmetteur stable en fréquence et en température, les condensateurs utilisés (à l'exception des condensateurs de découplage et du condensateur de résonance variable) ont été de types Mica ou de type céramique multicouches. La justification de ce choix s'explique par le fait que les condensateurs Mica possèdent une stabilité élevée, un coefficient de température très faible et un facteur de qualité considérable qui permet de réduire les pertes. Cependant, la plage de capacité des condensateurs Mica est réduite ( $< 0.1 \mu F$ ). Mais pour des valeurs plus élevées, le condensateur céramique multicouche de diélectrique NPO/ COG est une bonne alternative, car il offre aussi une stabilité et une précision élevées ainsi qu'un faible coefficient de température.

### 4.3 Amplificateur de puissance classe E

Beaucoup de travaux de recherche sur les amplificateurs de classe E dans les STE inductifs ne décrivent pas les détails de conception de l'AP de classe E et le choix des valeurs des composants. Toutefois, dans certains travaux, les concepteurs s'appuient sur les analyses faites par les équipes de recherches citées dans le chapitre 2. Or, ces analyses ont été effectuées principalement pour alimenter une charge de sortie résistive fixe. Dans le travail présenté dans ce mémoire, l'amplificateur de classe E n'alimente pas une charge résistive simple, mais il alimente plutôt un circuit secondaire avec quelques blocs de gestion d'alimentation (comme le redresseur et le régulateur). Aussi, comme nous avons déjà montré dans le chapitre 2, l'impédance équivalente vue par le transmetteur est très sensible à la variation des paramètres du lien. En conséquence, obtenir un comportement idéal d'un AP de classe E dynamique à partir des analyses et des équations instaurées pour un AP de classe E statique semble impossible. Il se trouve d'ailleurs que les valeurs théoriques révèlent non fonctionnels en pratique [104]. C'est pour cette raison, que nous allons présenter principalement quelques considérations pratiques utiles pour le bon fonctionnement de l'AP de classe E.

#### 4.3.1 Circuit de commutation

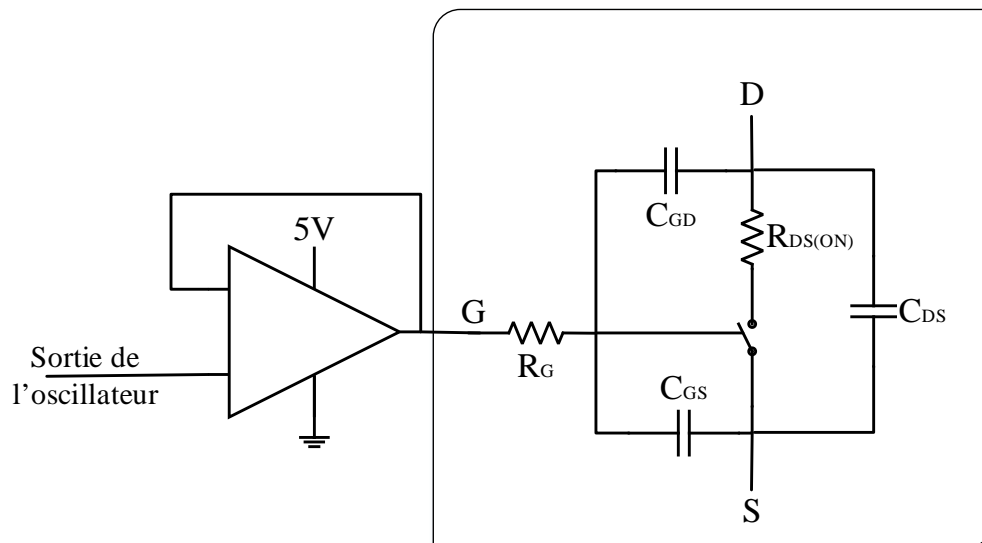


Figure 4.7 : Circuit de commutation du transistor de puissance

L'un des processus de conception difficiles est la sélection d'un transistor approprié. Le MOSFET est un choix de conception usuelle dans des applications de commutation à haute fréquence [115]. En raison de sa plus grande mobilité des électrons, les MOSFETs de type n présentent une faible résistance à l'état passant et sont donc mieux que les dispositifs de type p.

La figure 4.7 montre un modèle équivalent simplifié d'un transistor NMOS. Les éléments intrinsèques de ce transistor présentés dans cette figure sont capacitifs pour obtenir un amplificateur de puissance fonctionnel et avec le moins de pertes possibles.  $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$  et  $C_{DS}$  présentent les trois capacités inter-électrodes du MOSFET. Alors que  $R_{DS(ON)}$  et  $R_G$  sont respectivement la résistance drain-source à l'état passant du transistor et la résistance interne de la grille. Cette dernière constitue en compagnie du circuit situé en amont un rôle important pour assurer la commutation du transistor. Cela sera démontré un peu plus loin dans cette section.

Effectivement, avoir une résistance  $R_{DS(ON)}$  faible assure une faible perte de conduction :

$$P_c = R_{DS(ON)} I_{ds_{rms}}^2 \quad (4.7)$$

Cependant, la réduction de  $R_{DS(ON)}$  se traduit généralement par une augmentation de la capacité de grille  $C_{iss}(= C_{GS} + C_{GD})$  ainsi que le seuil de la tension de grille  $V_{GS_{TH}}$ . Cela est en mesure d'augmenter la puissance consommée par la capacité de grille :

$$P_g = V_{GS}^2 C_{iss} f \quad (4.8)$$

Avec  $V_{GS}$  est la tension appliquée dans la grille et  $f$  est la fréquence de commutation.

Également, la capacité parasite en parallèle avec l'élément de commutation  $C_{oss}(= C_{GD} + C_{DS})$  est court-circuitée lorsque le commutateur est passant. Son énergie stockée est normalement perdue lors de la transition de l'état OFF à l'état ON du transistor.

$$P = V_{DS}^2 C_{oss} f \quad (4.9)$$

Or, pour un amplificateur de classe E, cette capacité s'ajoute à la capacité  $C_{shunt}$  du circuit de sortie et contribue au bon fonctionnement de l'amplificateur.

Les pertes intrinsèques sont difficiles à éviter surtout à des fréquences de commutations élevées. La solution à ce problème est de faire dans un premier temps, un compromis de choix entre les grandeurs, puis d'employer un circuit de commande de la grille approprié. Notre choix s'est porté alors sur le transistor NMOS (SH8K5, ROHM SEMICONDUCTOR). Il a été choisi parmi plusieurs transistors de puissance disponibles dans le marché pour le bon compromis qu'il offre. Il permet de débiter au maximum 3A et tolère une tension drain-source maximale de 30V. Quelques caractéristiques du SH8K5 sont récapitulées dans le tableau ci-dessous.

Tableau 4-1 : Caractéristiques du transistor sélectionné

Paramètre	Symbole	Valeur
Résistance à l'état ON	$R_{DSon}$	93 mΩ
Tension de seuil	$V_{GS_{TH}}$	Min = 1V, Max = 2.5V
Capacité d'entrée ou de la grille	$C_{iss}$	140 pF
Capacité de sortie	$C_{oss}$	45 pF

On remarque que la capacité d'entrée  $C_{iss}$  du transistor choisie est assez élevée. Comme nous avons déjà mentionné, ceci est inévitable si on veut une faible résistance  $R_{DSon}$ . Cette grande capacité d'entrée doit être chargée avec un courant important pour assurer un temps de commutation court. Dire qu'un MOSFET exige un courant de grille important peut sembler déroutant, parce que les MOSFETs ont besoin d'une certaine tension et généralement un très faible courant. Cependant, à haute fréquence, nous devons produire ce faible courant dans un petit laps de temps. Seulement, un oscillateur ne peut pas fournir une quantité d'énergie suffisante à une fréquence élevée de 13.56MHz. C'est pour cette raison que nous avons ajouté un préamplificateur « driver », configuré en suiveur de tension, à la sortie de l'oscillateur comme le montre la figure 4.7.

À l'aide des calculs simples, nous allons justifier le choix de ce composant. On sait que le courant de charge à travers un condensateur  $C_{iss}$  s'écrit sous forme :

$$I = \frac{C_{iss} V_{GS}}{t_{on}} \quad (4.10)$$

Avec  $t_{on}$  est le temps requis pour recharger complètement la capacité de grille du transistor. En général, il faut un temps total égal à  $4\tau$  pour recharger complètement un condensateur [67] :

$$t_{on} = 4\tau = 4(R_d + R_g)C_{iss} \quad (4.11)$$

Avec  $R_d$  est la résistance de sortie du « driver ».

Si le temps de transition  $t_{on}$  est choisi pour correspondre à 2% de la période du signal de commande  $T(= 1/13.56 \text{ MHz})$ , on obtient :

$$t_{on} = 0.2 T = 14.74 \text{ ns} \quad (4.12)$$

En se basant sur ces équations et pour  $R_g$  estimée à  $10 \Omega$  (voir la fiche technique du transistor), la résistance de sortie du « driver »  $R_d$  doit être inférieur ou égale à  $16.3 \Omega$ . Par conséquent, pour une tension de grille visée de  $5V$ , le courant de charge nécessaire est donc :

$$I = \frac{140 \text{ pF} \cdot 5V}{14.74 \text{ ns}} = 47.5 \text{ mA} \quad (4.13)$$

Notre choix s'est porté alors sur le driver LM7171 (Texas Instrument) pour commander efficacement le transistor de puissance. Sa résistance de sortie de  $15 \Omega$  et son courant de sortie de  $100 \text{ mA}$  sont bien adaptés pour notre application.

Il faut noter que réduire le temps  $t_{on}$  entraîne une réduction des pertes de commutations, mais il augmente en contrepartie les surintensités lors de la conduction. On peut choisir un transistor avec des valeurs maximales admissibles élevées afin de mieux résister aux surintensités, mais cela augmente en conséquence le temps de commutation. Il s'agit donc de trouver un compromis qui permettrait d'obtenir des temps de commutation aussi faible que possible tout en évitant la destruction du transistor de l'AP utilisé. L'ensemble « LM7171 » et « SH8K5 » constitue donc une bonne combinaison pour assurer un bon fonctionnement de l'AP de classe E.

#### 4.4 Circuit de sortie primaire

Le filtrage des harmoniques est nécessaire pour atteindre des formes d'onde de sortie sinusoïdale et une puissance de sortie maximale. C'est la fonction du réseau de sortie de l'AP de

classe E, nommé aussi par circuit résonant primaire, qui agit comme un filtre passe-bande. Généralement, le circuit résonant peut être réalisé soit par un condensateur série ou par un condensateur parallèle à la bobine primaire. Les deux méthodes ont leurs avantages et leurs inconvénients. L'utilisation d'un condensateur résonnant série abaisse la tension de sortie aux bornes de la bobine, mais il maintient la demande d'un courant de sortie élevé. Cette méthode contribue donc à plus de perte dans l'AP. L'utilisation d'un condensateur résonnant parallèle abaisse le courant de sortie, cependant il maintient le besoin d'une tension de sortie élevée, qui exige alors un transistor à haute tension de claquage  $V_{DS}$ . La conclusion est que ni l'accord série ni l'accord parallèle ne permettent un fonctionnement de faible tension et courant. Heureusement, l'AP de classe E comporte un circuit d'accord double. Il dispose d'un condensateur d'accord en série avec un second condensateur en parallèle. Ceci offre une solution élégante, car elle combine les avantages d'un fonctionnement de faible courant d'un circuit résonant parallèle avec le fonctionnement de basse tension d'un circuit résonant série.

Cependant, la détermination de la valeur du condensateur parallèle  $C_{shunt}$  demeure une tâche difficile. Plusieurs expressions théoriques de  $C_{shunt}$  qui assurent une commutation douce, et donc moins de pertes, existent dans la littérature [66, 116, 117]. Sauf que ces expressions diffèrent d'un document à un autre. Une solution canonique des résultats d'analyse faite par Raab, a montré que la valeur du condensateur  $C_{shunt}$  est convenable si l'amplitude maximale de la tension  $v_{ds}$  pendant l'état "OFF" est d'environ 3,5 fois la tension d'alimentation appliquée  $V_{CC}$  [118]. Cette solution a été testée et prouvée expérimentalement par [119]. D'autres considérations ont été retenues lors de la conception de l'AP classe E telles que :

- L'utilisation d'une bobine d'arrêt suffisamment grande pour réduire les ondulations du courant d'alimentation.
- Réduire les résistances parasites dans le circuit résonant en diminuant la longueur des pistes sur PCB, pour que le facteur de qualité soit suffisamment grand.

#### 4.4.1 Condensateur ajustable

Comme précédemment mentionné, dans le cas d'un couplage inductif, la variation des paramètres du lien tel que le facteur de couplage ou la charge secondaire provoque une altération de la fréquence de résonance primaire et un fonctionnement hors de la résonance du transmetteur.

Nous avons montré aussi qu'un condensateur, dont la capacité est ajustable, est en mesure de compenser ces variations et maintenir l'état de résonance dans le transmetteur. À partir de la figure 2.7, on a vu que le fractionnement de fréquence est assez important dans le cas d'une augmentation du couplage. Par exemple, pour une inductance  $L_1 = 2\mu H$  et  $k=0.9$ , la fréquence de fractionnement  $f_{inf}$  atteint une fréquence de 10 MHz. Il y a donc une différence de 3.56 MHz par rapport à la fréquence de commutation ( $f = 13.56 MHz$ ). D'où, ramener le circuit de résonance à 13.56 MHz exige dans ce cas, une variation de capacité  $\Delta C$  de :

$$\Delta C = \frac{1}{4\pi^2 L_{eff1} (f - f_{inf})^2} = 543 pF \quad (4.14)$$

Avec  $L_{eff1}$  est l'inductance totale effective du côté primaire quand  $f_{r1} = f_{inf}$  et  $C_1$  est à sa valeur d'origine  $\left( = \frac{1}{4\pi^2 L_1 f^2} = 68.8 pF \right)$  :

$$L_{eff1} = \frac{1}{4\pi^2 C_1 f_{inf}^2} \quad (4.15)$$

Il est clair que la capacité de compensation doit avoir des valeurs assez élevées pour couvrir une large plage de variation de  $k$ .

Afin de prévenir le problème de commutation dure engendrée dans le cas d'une batterie de condensateur commandé par des commutateurs (voir chapitre 3), nous avons choisi d'utiliser un condensateur ajustable. C'est un composant facile à commander et dont la variation est souple et ne provoque aucune ondulation parasite. Ce condensateur est généralement employé dans le domaine des hautes fréquences particulièrement quand il est difficile de connaître la valeur exacte de la capacité à adopter en fonction du résultat désiré. La figure 4.8 montre la construction typique d'un condensateur ajustable. Il est constitué par deux ensembles de demi-lames séparés par un diélectrique. Le premier ensemble est attaché au châssis du condensateur. Le deuxième ensemble placé en parallèle est lié à un axe de commande. L'axe est conçu pour être pivoté à l'aide d'un outil d'ajustement (tournevis standard) afin de faire tourner les demi-lames mobiles. De cette façon, la capacité du condensateur varie selon la disposition de la surface mobile avec la surface des demi-lames fixées au châssis.



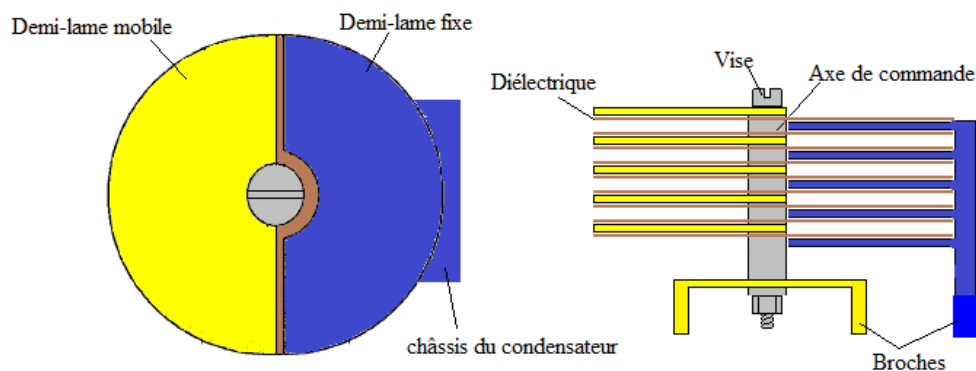


Figure 4.8 : Profil d'un condensateur ajustable (a) vu de dessus (b) vu de côté.

Comme le montre l'équation (4.16), la capacité est directement proportionnelle à la surface  $S$  des lamelles et à la permittivité absolue du diélectrique  $\varepsilon (= \varepsilon_0 \varepsilon_r)$ , dont  $\varepsilon_0$  et  $\varepsilon_r$  sont respectivement la permittivité du vide ( $\approx 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$ ) et la permittivité relative du diélectrique. Elle est aussi inversement proportionnelle à l'épaisseur du diélectrique  $e$ .

$$C = \frac{\varepsilon S}{e} \quad (4.16)$$

Le tableau 4-2 présente les valeurs de la permittivité relatives de quelques diélectriques utilisés pour les condensateurs ajustables.

Tableau 4-2 : La permittivité relative de quelques diélectriques

	Air	Mica	Céramique	plastique
$\varepsilon_r$	1	6 à 9	5 à 15000	2 à 3

Bien que la permittivité relative des matières plastiques est modérée par rapport aux autres diélectriques, ces matériaux offrent au condensateur ajustable une tension de claquage plus importante (200V à 350V) et un bon compromis entre le volume et la plage de capacité. Le choix du condensateur variable s'est porté alors sur un condensateur de diélectrique en plastique spécifiquement en feuilles de polyamide et dont les caractéristiques sont présentées dans le tableau 4-3. Ce condensateur offre la plus large plage de capacité existante dans le marché pour la gamme des picofarads et il est de dimensions réduites pour une capacité maximale de  $500 \text{ pF}$ .

Son facteur de qualité et sa tension de claquage maximale sont aussi appropriés pour notre application.

Tableau 4-3 : Caractéristiques du condensateur ajustable choisi

Plage de capacité (pF)		Diélectrique	Tension de claquage(V)	Stabilité en température (ppm/C)	Dimensions (mm)	$Q_{min}$ (1MHz)
Min	Max					
25	500	Polyamide (Plastique)	200	350	L : 10 ; E : 12 ; H : 14	300

Le condensateur couvre une large plage de capacité allant de 25 pF à 500 pF, ce qui correspond à une plage d'inductance possible de 270 nH à 5,5  $\mu$ H. Cela donne la possibilité de s'immuniser contre les grandes variations des paramètres du lien, aussi il nous permet de s'adapter à une grande variété de bobine primaire. Ainsi, l'utilisation d'un tel condensateur offre une bonne flexibilité au transmetteur. Le circuit de contrôle de ce condensateur sera présenté dans la section 4.3.

#### 4.4.2 Bobine Primaire

Bien que le système proposé soit censé s'adapter à une large variété de bobines de différentes formes et caractéristiques, il est important de présenter les directives de conception des bobines pour optimiser la transmission d'énergie.

La puissance électrique aux bornes d'une bobine est donnée par l'équation (4.17). Elle est composée de deux termes. Le premier correspond à la puissance perdue ou dissipée par effet Joule. Le deuxième terme présente la puissance magnétique emmagasinée par la bobine.

$$P_L = r i^2 + L i \frac{di}{dt} \quad (4.17)$$

Évidemment, la meilleure bobine est celle capable d'emmagasiner le maximum d'énergie magnétique et de présenter une résistance aussi faible que possible pour réduire les pertes. Signalant que l'augmentation du nombre de tours est le moyen le plus efficace pour améliorer la

puissance emmagasinée (équation (2.11)). Cependant, pour les applications biomédicales, la contrainte des bobines se pose principalement sur leurs tailles qui ne doivent pas être grandes.

Les bobines couramment utilisées sont réalisées soit avec des enroulements imprimés sur PCB en forme de spirale soit avec des spires enroulées en forme cylindrique comme le montre la figure 4.9.



Figure 4.9 : Formes de bobines : (a) bobine imprimée sur PCB ; (b) bobine enroulée

Un phénomène connu par l'effet de peau est parmi les limitations à considérer dans les applications à haute fréquence. Il s'agit de la non-homogénéité de la densité de courant dans toute la section d'un conducteur et le confinement du courant dans sa zone périphérique. Cet effet a alors pour conséquence d'augmenter la résistance série de la bobine. Pour réduire cet effet, les concepteurs utilisent des fils multibrins isolés (fil de Litz) pour réaliser des bobines de forme cylindrique. Ce genre de fil homogénéise la densité de courant et maximise la section utile du conducteur. Ceci réduit la résistance à haute fréquence et offre en effet un grand facteur de qualité  $Q$ . De plus, il fournit un bon rapport entre le volume et la puissance emmagasinée. La fabrication du fil de Litz s'effectue en réunissant plusieurs fils émaillés de petites sections (souvent en cuivre) par toronnage.

Pour le cas des bobines imprimées, l'effet de peau peut être limité par le concepteur lors de l'établissement des dimensions de la piste. Il est à noter que dans une application biomédicale, aucune ferrite ne peut être utilisée à l'intérieur du corps, car ce n'est pas un matériau biocompatible. En effet, si un aimant est utilisé, la ferrite se sature.

Dans ce travail, nous nous sommes servis des bobines déjà disponibles dans notre laboratoire. Ces bobines de différentes géométries ont été modélisées à l'aide de l'analyseur d'impédance « Agilent 4294A ». Les mesures donnent des valeurs d'inductances allant de  $0.432 \mu H$  à  $2.138 \mu H$  et des résistances séries entre  $50 m\Omega$  et  $1.8 \Omega$ .

Il suffit d'enlever une bobine et la remplacer par une autre pour que le transmetteur s'adapte automatiquement pour générer le maximum de puissance. Cette adaptation est effectuée à l'aide de la boucle d'asservissement présentée plus bas.

## 4.5 Boucle d'asservissement

### 4.5.1 Détecteur de crêtes

Les lois de la physique ont déjà prouvé qu'un courant plus élevé circulant dans une bobine induit un champ magnétique plus intense. Puisque le courant et la tension sont directement proportionnels, la tension aux bornes de la bobine peut alors être considérée comme un bon indicateur de l'intensité du champ magnétique induit. Pour déterminer la puissance transmise, trois méthodes possibles ont été explorées afin d'adopter la meilleure.

La première idée qui vient à l'esprit est d'introduire la tension aux bornes de la bobine  $V_{L1}$  dans un convertisseur analogique-numérique (CAN) connecté à une unité de traitement du signal. Cependant, pour avoir une grande sensibilité à la variation de  $V_{L1}$ , cette méthode exige l'utilisation d'un CAN d'une fréquence d'échantillonnage supérieure à au moins quatre fois la fréquence d'opération (13.56 MHz). Un CAN de ce type est volumineux. Il consomme surtout une grande quantité de puissance.

Une deuxième méthode consiste à utiliser un convertisseur RMS à DC fonctionnant à haute fréquence (comme le AD8361, Analog Devices). Ce composant convertit le signal alternatif en une tension continue proportionnelle à la valeur efficace (RMS, en anglais) du signal. Cela peut sembler une bonne méthode. Cependant, la tension d'entrée maximale tolérée est très faible (0.7 V pour le AD8361). Cela nécessite un diviseur de tension en amont avec un facteur d'atténuation d'environ 100. Par exemple, une variation de 1 V de la valeur efficace de  $V_{L1}$  est traduite par une variation de 0.01V à l'entrée du convertisseur. Ainsi, des petites ondulations résiduelles dans le signal atténué sont susceptibles de provoquer aisément des erreurs d'acquisition.

Enfin la troisième méthode, que nous avons adoptée, consiste à redresser le signal par une diode ultrarapide suivie d'un condensateur de filtrage  $C_{filtre}$  comme le montre la figure 4.10. La tension redressée  $V_{crete}$  est ensuite atténuée par un diviseur de tension résistif et envoyée à une

unité de commande (microcontrôleur) par l'intermédiaire d'un suiveur analogique. L'utilisation de ce dernier assure une faible impédance à sa sortie et une connexion adéquate avec le microcontrôleur. La tension de sortie du suiveur  $V_{sense}$  est ensuite numérisée par un CAN intégré dans le microcontrôleur.

Sachant que les signaux d'entrée du microcontrôleur utilisé ne doivent pas dépasser 5 V, les valeurs des résistances de l'atténuateur ont été choisies de manière à garantir toujours une  $V_{sense}$  inférieure à cette tension. Visant une tension maximale  $V_{crete}$  de 75 V. Avec un simple calcul d'un diviseur de tension,  $R_1$  et  $R_2$  prennent respectivement 4.7 M $\Omega$  et 340 K $\Omega$ . Notons que la sélection des valeurs élevées des résistances a pour but de réduire le courant consommé.

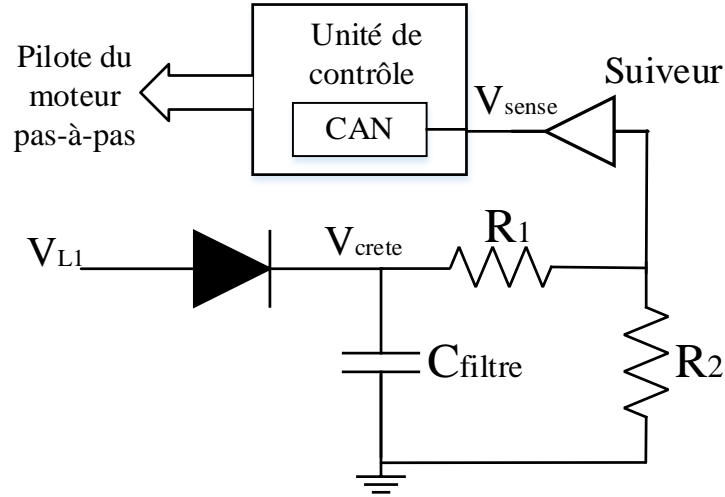


Figure 4.10 : Détecteur de crête proposé

D'un autre côté, la capacité de  $C_{filtre}$  doit être bien choisie pour que la détection soit exacte. En effet, il faut que la constante de temps de décharge  $\tau$  soit assez grande pour assurer une décharge lente de la capacité au travers de  $R_{eq}$  ( $= R_1 // R_2$ ) entre deux demi-cycles positifs de la tension  $V_{L1}$ . Aussi, la tension  $V_{sense}$  doit suivre la variation de l'amplitude maximale de  $V_{L1}$ . Cette variation est déterminée par la fréquence de pas du moteur  $f_{pM}$  (quelques KHz). D'où, selon l'inéquation (4.18), une valeur de 0.1 nF de  $C_{filtre}$  doit être en mesure d'acquiescer convenablement la variation de la crête positive de la tension aux bornes de la bobine  $L_1$ .

$$\frac{1}{13.56 \text{ MHz}} \ll \tau (= R_{eq} C_{filtre}) \ll \frac{1}{f_{pM}} \quad (4.18)$$

La conception du détecteur de crête a été rendue aussi simple que possible avec un nombre minimum de composants afin de minimiser les pertes de puissance, la complexité et la taille du transmetteur tout en gardant une meilleure précision de prélèvement.

### 4.5.2 Micro Moteur pas à pas

Après avoir numérisé la tension  $V_{sense}$  et précisé la vitesse, la direction ainsi que la résolution du moteur pas à pas, le microcontrôleur commande le moteur pas à pas par l'intermédiaire d'un pilote micropas (figure 4.11). Ce dernier fournit la puissance nécessaire pour faire tourner le moteur et permet également de découper un pas complet en de plus petits pas (micropas ou microstep en anglais). Le pilote micropas choisit (DRV8834, Texas instruments) offre 6 modes de pas ou résolutions de fonctionnement (1 pas, 1/2 de pas, 1/4 de pas, 1/8 de pas, 1/16 de pas et 1/32 de pas) et dispose d'une protection contre les surintensités et la surchauffe.

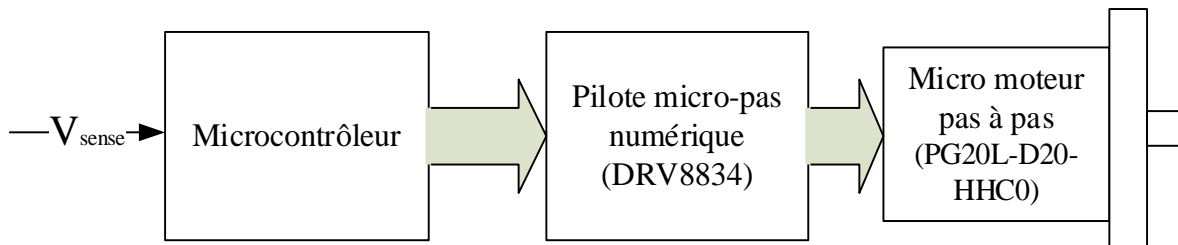


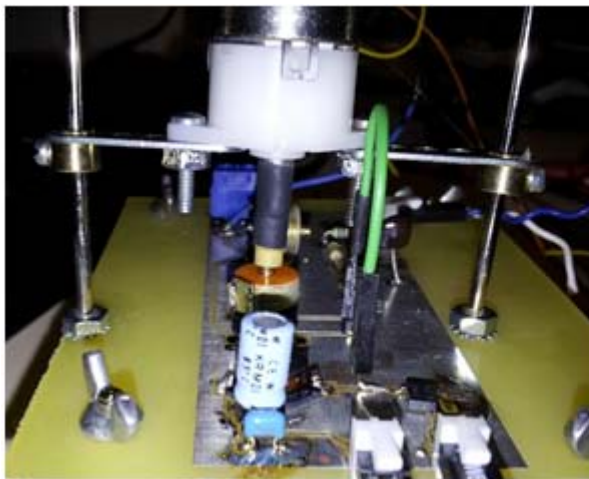
Figure 4.11 : Système de contrôle du moteur pas-à-pas

Quant au moteur pas à pas, les critères de choix étaient le volume, la tension d'alimentation et la résolution. Le moteur employé (PG20L-D20-HHC0, NMB Technologies Corporation) est de dimension  $\varnothing 20 \text{ mm} \times 45 \text{ mm}$ . Sa tension d'alimentation est de 10V et sa résolution est de 1818 pas par tour, ce qui correspond à une rotation de  $0.198^\circ$  par pas. Ce chiffre est bien sur théorique car la précision de la position angulaire parcourue dépend principalement de la précision de la construction mécanique du moteur. Le moteur pas à pas utilisé a une incertitude de  $\pm 5\%$  sur le parcours des pas [120] (le moteur fait un angle de  $0,198^\circ \pm 0,01^\circ$  à chaque pas). Cette erreur peut être négligée lors d'un fonctionnement du moteur en mode pas complet. Cependant, si le mode 1/32 est adopté, l'angle décrit à chaque pas est de  $0.006^\circ \pm 0,01^\circ$  (l'incertitude est la même puisqu'elle dépend de la mécanique du moteur). Avec un angle d'erreur plus élevé que l'angle de pas souhaité, la résolution 1/32 ne peut être employée. Un bon compromis résolution-précision peut-être atteint avec le mode 1/8 de pas. Avec cette configuration, le moteur effectue un angle de

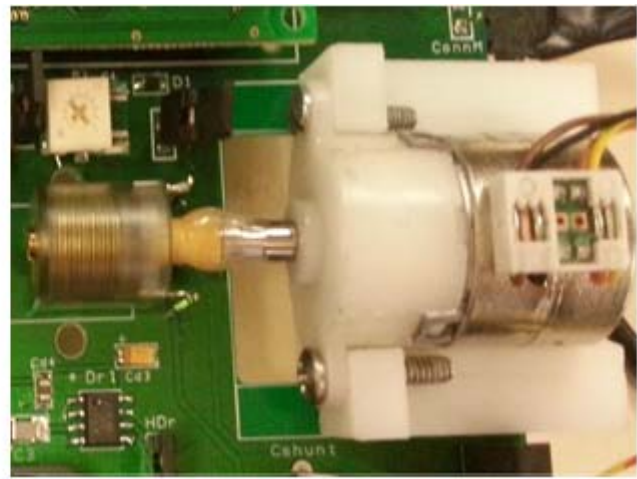
0,024° par pas avec une incertitude de  $\pm 0,01^\circ$ . Notant aussi que la précision est aussi affectée par la vitesse de rotation car une vitesse élevée est en mesure de provoquer des sauts de pas [121]. Un autre compromis doit donc être fait pour réduire au maximum le temps d'asservissement tout en assurant une précision acceptable.

Pour faire varier la capacité de résonance, l'arbre du moteur a été relié au condensateur ajustable. De cette façon, le moteur pas à pas est capable de faire varier la valeur de la capacité de résonance primaire à chaque pas couvert. Finalement, la composition pilote-moteur-condensateur ajustable permet théoriquement de varier la capacité de 0.032  $pF$  à chaque pas effectué par le moteur.

Un autre aspect important abordé dans ce travail est la disposition du micro moteur. Dans un premier temps, le moteur a été fixé verticalement comme le montre la figure 4.12.a. Bien que cette configuration assure un bon fonctionnement, elle présente toutefois un problème d'encombrement. Afin de pallier à cet inconvénient, nous avons conçu un support en ABS qui permet de placer le moteur horizontalement. Ce support, dont le dessin technique est exposé dans l'annexe B, a été conçu et fabriqué à l'aide du logiciel CAO 3D « SolidWorks » et d'une imprimante 3D. Il a été placé de sorte qu'il occupe le moins d'espace comme le montre la figure 4.12.b. D'ailleurs, le moteur occupe uniquement 11% de la surface globale du prototype. Ce dernier dont les dimensions sont 11  $\times$  9.5 cm peut-être ainsi porté ou attaché à une ceinture sans difficultés.



(a)



(b)

Figure 4.12 : Disposition (a) verticale (b) horizontale du micro moteur pas à pas

### 4.5.3 Microcontrôleur

Le système d'asservissement du transmetteur proposé est basé sur le microcontrôleur DSPIC30F4013 (Microchip). C'est un microcontrôleur qui comporte un CAN permettant la conversion d'un signal d'entrée analogique à une fréquence d'échantillonnage maximale de 200 ksp/s. Bien que le noyau DSP (processeur de traitement numérique de signal) n'ait pas été exploité, il peut être utile pour des améliorations futures comme le transfert bidirectionnel de données par exemple. Autre que la numérisation de la tension analogique et le contrôle du moteur pas à pas, le microcontrôleur peut gérer un écran LCD alphanumérique.

Le transmetteur est capable de fonctionner sous deux modes sélectionnés par un bouton coulissant : le mode classique et le mode asservi. Dans le cas d'un mode asservi, l'exécution de l'asservissement se déclenche la première fois à l'aide d'un bouton poussoir. Ensuite, la réexécution s'établit quand la différence de tension entre  $V_{sense}$  et  $V_{sense\_max}$  (la tension maximale acquise lors de l'asservissement) dépasse un seuil préconfiguré par le concepteur ( $V_{seuil}$ ). De cette façon, le système est surveillé en permanence et la compensation est effectuée automatiquement lorsque cela est nécessaire. Ainsi, le maintien de l'état de résonance est assuré en dépit des évolutions qui peuvent désaccorder le transmetteur. Pour simplifier la compréhension du principe de fonctionnement du système, l'organigramme du programme principal ainsi que le sous-processus « Compensation » ont été exposés dans l'annexe C.

## 4.6 Étage d'alimentation du transmetteur

Le système utilise deux piles rechargeables en lithium disposées en série. La tension de sortie et la capacité maximale de l'ensemble est égale respectivement à 7.4 V et à 4 ampères/heure (Ah). Les piles sont de formes cylindriques de rayon 0.9 cm et de longueur 6.4 cm. L'intérêt de choisir cette pile porte surtout sur sa grande capacité, car l'amplificateur de puissance nécessite une grande quantité de charges ainsi que ses dimensions pour réduire l'encombrement du système au complet. Ces deux piles fournissent l'énergie à trois régulateurs distincts afin d'alimenter les différentes parties du circuit. Deux régulateurs sont des convertisseurs de commutation à base d'inductance avec des tensions de sorties de 5V et de 10V.



Le troisième est un régulateur linéaire ajustable de sortie  $V_{cc}$  (1 V à 2.5 V). Les fonctions de ces trois alimentations sont les suivantes :

- 5V pour l'oscillateur, les préamplificateurs et le microcontrôleur.
- 10V pour alimenter le micro moteur pas à pas.
- $V_{cc}$  pour alimenter l'amplificateur de puissance de classe E.

Pour assurer une bonne efficacité énergétique (>80%), nous avons utilisé pour chacune des deux premières alimentations, le régulateur à commutation élévateur/abaisseur «S7V8A, Pololu». Pour la troisième alimentation, étant donné que la charge de l'AP de classe E commute à une fréquence de 13.56 MHz, nous nous sommes servis d'un régulateur linéaire de bonne régulation de charge<sup>4</sup>. Ce régulateur de référence « LM317, Texas Instrument » fournit un courant de sortie supérieur à 1.5A et il est doté d'une protection thermique contre les surcharges. Le schéma électrique du transmetteur asservi au complet est aussi présenté à l'annexe B.

## 4.7 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une description détaillée de chaque module de notre transmetteur d'énergie asservi afin de réduire les pertes d'énergie, diminuer le volume du système global, améliorer la stabilité en fréquence et augmenter la plage et la résolution de l'asservissement. Dans le chapitre suivant, nous présenterons les résultats mettant en évidence les performances de chaque module et du système de transmission au complet.

---

<sup>4</sup>La capacité à maintenir le niveau de tension de sortie constant en dépit de changements dans la charge de sortie.

## CHAPITRE 5 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

### 5.1 Introduction

Le chapitre précédent de ce mémoire a été réservé à la présentation de nos travaux de conception et de réalisation du transmetteur d'énergie asservi. L'étape suivante consiste en l'évaluation de ce système. Ce chapitre rapporte les différents tests effectués ainsi que les résultats obtenus tout en accordant une attention particulière aux outils de mesures et au banc de test. Aussi, une discussion sur ces résultats, indiquant les points faibles et les points forts, ainsi que les améliorations possibles sera présentée.

Trois prototypes ont été réalisés au sein de ce projet. Les deux premiers ont été montés sur une plaquette d'interconnexion et un PCB gravé manuellement. Ces modèles fonctionnaient, mais leurs performances sont faibles à cause des inductances et des capacités parasites engendrées par la plaquette et les fils de connexions un peu partout. Cela nous a permis de prendre plusieurs précautions, lors de la conception du PCB final, telles que la réalisation d'un plan de masse et d'un support adéquat pour le micro moteur pas-à-pas. La figure 5.1 représente une photographie du système ultime.



Figure 5.1 : Photographie du transmetteur d'énergie asservi

Pour des raisons de simplicité, nous avons fixé la tension d'alimentation  $V_{cc}$  à 2V et utilisé deux bobines identiques dans les deux côtés du lien (d'inductance  $L_1 = 840 \text{ nH}$  et d'une résistance  $RES = 266 \text{ m}\Omega$ ) pour toutes les mesures exposées dans ce chapitre.

## 5.2 Réalignement des sondes pour la mesure de l'efficacité du lien

L'évaluation de l'efficacité du lien nécessite la mesure de la puissance AC aux bornes des bobines primaire et secondaire. Évidemment, une mesure de la puissance AC est une multiplication point par point des signaux de tension et de courants. Or, chacune des sondes de mesure admet un délai différent. Ce délai nommé aussi « Deskew, en anglais » dépend principalement de la longueur de câble et de la circuiterie de la sonde. Pour mesurer la puissance AC, il est extrêmement important d'égaliser le délai entre les sondes de tension et de courant en utilisant une procédure connue sous le nom réalignement (Deskewing, en anglais). Cette étape est cruciale, car un petit décalage dans le temps peut provoquer une grande erreur dans la lecture de la puissance. Il est important que tout défaut de décalage dans le temps entre les signaux de la sonde de tension et la sonde de courant soit corrigé.

Parmi les méthodes adoptées au début pour annuler ce décalage était de placer les sondes aux bornes d'une résistance, puis balayer les signaux de tension et de courant à l'aide de l'oscilloscope jusqu'à avoir un décalage nul entre eux. Cependant, à haute fréquence, la résistance peut avoir des inductances et des capacités parasites et la condition d'un déphasage nul entre les signaux est alors erronée.

Heureusement, il existe dans le marché un kit dédié pour la compensation des délais des sondes. Le kit comporte (figure 5.2) :

- Un outil de calibration « Power Measurement Deskew Fixture » de Tektronix qui reçoit via son port BNC un signal carré et comporte plusieurs endroits dans lesquels doivent être connectés les différents types de sondes.
- Un générateur TEK-DPG dont les deux extrémités sont branchées à l'oscilloscope et à l'outil de calibration. Il permet de fournir quatre modes d'un signal carré. Chaque mode offre une amplitude, une fréquence et un temps de montée différents. Le mode 4

(amplitude : 8 Vp-p (-4 V, +4 V), fréquence : 1MHz, temps de montée : 4 ns) est celui utilisé dans notre cas. Il est le plus approprié pour des mesures de haute amplitude.

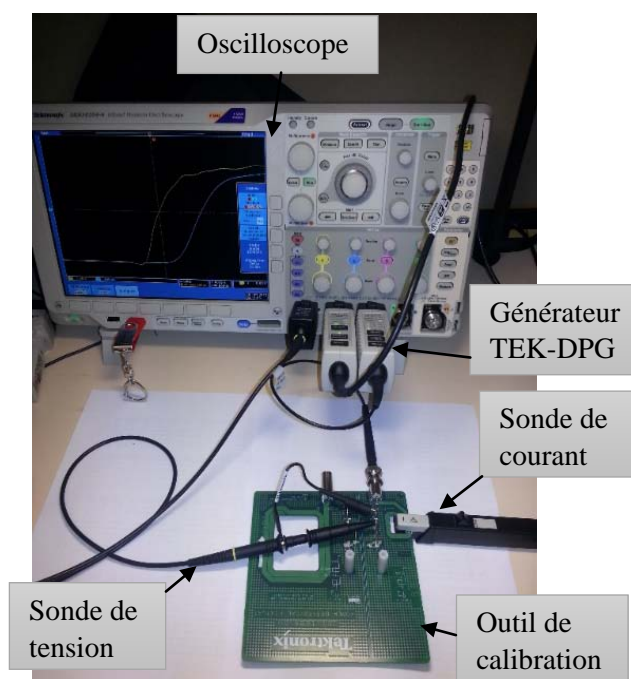


Figure 5.2 : Les outils nécessaires pour le réaligement des sondes

Les quatre sondes utilisées pour les mesures ont été aussi soigneusement choisies. Pour les deux sondes de tension, le choix s'est porté sur la sonde passive TPP1000. Celle-là possède par rapport aux autres sondes passives la plus faible capacité d'entrée ( $3.9\text{ pF}$ ) pour une tension d'entrée maximale tolérée de 300V et une large bande passante qui atteint 1 GHz. Quant aux sondes de courant, nous avons choisi la sonde TCP0030 et la sonde TCP202 de bande passante respective de 120 MHz et 50 MHz. Cependant, ces sondes comme la plupart des autres ont une précision au-delà de 1 mA. Elles comportent ainsi un système d'auto calibration donnant un meilleur ajustement du zéro.

Les étapes de calibration sont décrites dans le manuel [122]. La plus critique est l'étape de l'annulation du délai, qui doit être finement ajusté de telle sorte que les seuils à 50% de l'excursion pour chaque sonde se superposent. Pour une mesure de puissance précise, on cite quelques recommandations acquises lors de l'expérimentation :

- Sélectionner le mode d'acquisition « Moyenne » pour que les signaux visualisés soient dénués de parasites.

- Ajuster les échelles verticales de canaux du courant et de la tension de sorte que les formes d'onde couvrent une grande partie de l'écran. De plus, il est à noter que les délais dépendent aussi de la température des différents instruments. Nous avons suivi alors quelques pratiques pour obtenir des résultats de mesures fiables. Après chaque redémarrage, l'oscilloscope est laissé au moins 20 min sous tension pour stabiliser sa température. Ensuite, une routine de compensation du chemin du signal (SPC) est lancée pour optimiser le chemin du signal de l'oscilloscope.

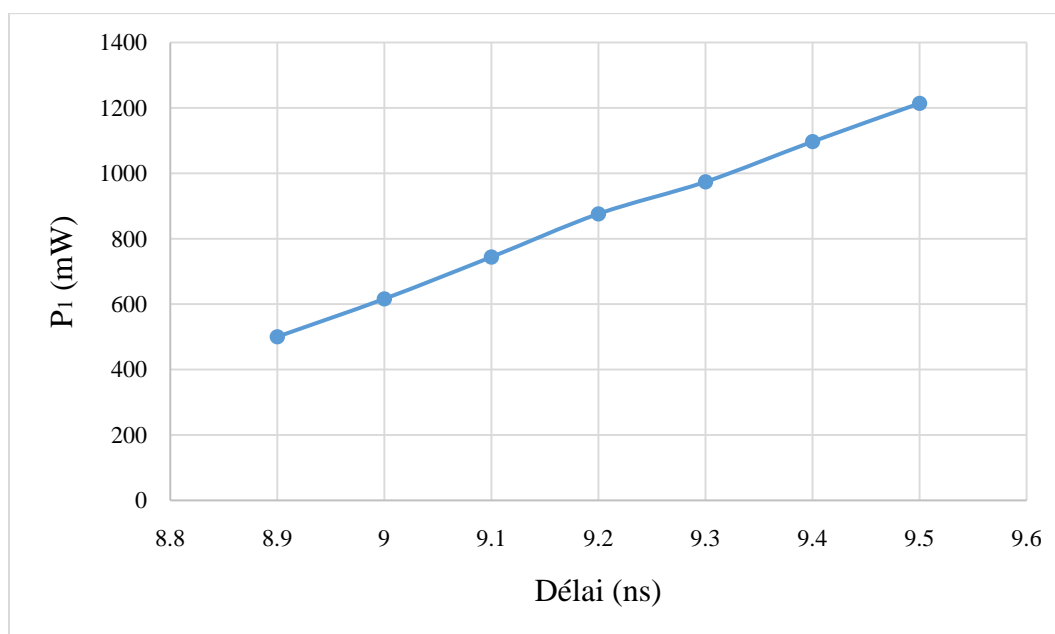


Figure 5.3 : Sensibilité de la mesure de la puissance primaire par rapport à l'ajustement du délai de la sonde TCP0030.

Quoiqu'elle soit l'unique procédure recommandée par les grandes compagnies de mesures (Tektronix et Agilent), elle demeure encore privée de précision. C'est surtout quand les sondes possèdent des temps de transitions (temps de montée et de descente) distinctes. La procédure de réaligement a été répétée pendant une semaine et chaque fois on trouve un résultat un peu différent. La figure 5.3 montre l'impact de la variation du délai de la sonde TCP0030 sur la mesure de la puissance primaire. On constate d'après cette figure qu'une variation de 0.1 ns peut aboutir à une erreur de mesure de l'ordre de 120 mW. Pour conclure, cette méthode de

réalignement se révèle inappropriée pour une mesure précise de l'efficacité du lien. C'est pour cette raison que nous allons ajouter un redresseur à la sortie du circuit résonant secondaire pour avoir une puissance DC facile à mesurer. Aussi, à la place de mesurer la puissance aux bornes de la bobine primaire, nous allons mesurer la puissance d'alimentation de l'AP de classe E. L'efficacité mesurée va inclure donc l'efficacité de l'AP et celle du redresseur

### 5.3 Montage expérimental

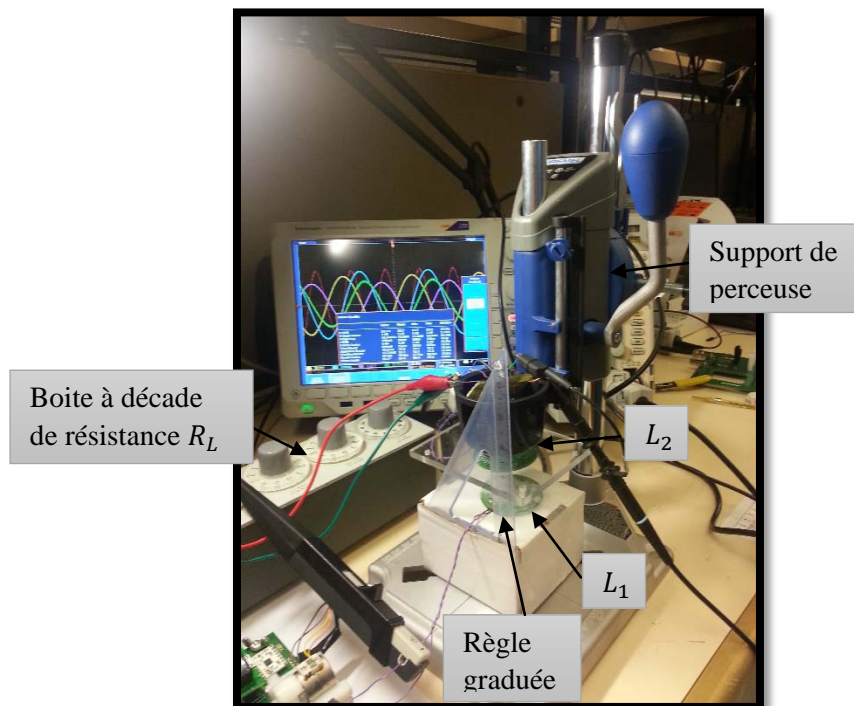


Figure 5.4 : Banc de test

Afin d'assurer une bonne précision de mesure, il était nécessaire de :

- Construire un banc de test avec lequel on peut fixer et déterminer facilement la distance axiale entre les deux bobines.
- Monter un étage de récupération d'énergie pour mesurer la puissance reçue  $P_{R_L}$ .

Comme le montre la figure 5.4, le banc de test se sert principalement d'un support de perceuse et une règle graduée. Pour prévenir l'atténuation des signaux, une boîte en carton a été mise en dessous de la bobine  $L_1$  pour l'éloigner du métal en bas.

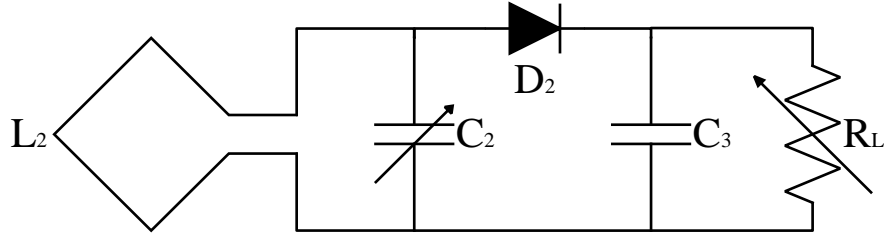


Figure 5.5 : Étage de récupération d'énergie pour la prise des mesures.

Quant à l'étage de récupération d'énergie (figure 5.5), on a disposé d'un circuit résonant parallèle constitué d'une bobine  $L_2$  et un condensateur ajustable  $C_2$ . Ce circuit est connecté à un redresseur mono-alternance suivi d'une boîte à décade de résistance (d'une plage de  $1\Omega$  à  $1\text{ M}\Omega$ ) qui joue le rôle de la charge secondaire  $R_L$ .

#### 5.4 THD de l'oscillateur et du transmetteur

Défini dans le chapitre 4, le THD est un paramètre très important dans les systèmes de transfert d'énergie pour déterminer la pureté spectrale du signal. L'oscilloscope MDO4104 nous donne la possibilité de mesurer le THD-F du courant (distorsion harmonique totale par rapport au fondamental) défini par :

$$THD - F = \frac{\sqrt{(I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2)}}{I_1} \quad (5.1)$$

Le tableau 5-1 expose le THD-F du courant : à la sortie de l'oscillateur (1), juste après le préamplificateur (2) et aux bornes de la bobine primaire (3) (voir figure 4.1). Il présente également les amplitudes (en pourcentage) des dix premiers harmoniques par rapport à la fondamentale.

On constate d'après ce tableau que les amplitudes des harmoniques des signaux (1) et (2) sont assez élevées. Ceci peut-être dû à la demande excessive du courant à la résonance. Notons que ces amplitudes sont moins élevées hors de la résonance.

Tableau 5-1 : Taux de distorsion harmonique

		Amplitude (%)		
Harmoniques	Fréquence (Hz)	(1)	(2)	(3)
1	13.56 M	100	100	100
2	27.12 M	1.23	21.6	0.301
3	40.68 M	8.59	14	0.309
4	54.42 M	6.67	9.22	0.0893
5	67.79 M	9.20	4.06	0.0429
6	81 M	2.56	4.08	0.0061
7	94.91 M	0.881	1.56	0.0568
8	108.5 M	3.35	0.909	0.0277
9	122 M	2.41	0.150	0.0289
10	135.6 M	0.810	0.582	0.0090
<b>THD-F (%)</b>		<b>15.6</b>	<b>28</b>	<b>0.467</b>

Cependant, ces harmoniques sont atténués par le circuit de résonance primaire qui joue le rôle d'un filtre passe-bande. Par conséquent, le signal de sortie aux bornes de la bobine est purement sinusoïdal et son THD-F est considéré comme négligeable (0.5 %). Ceci garantit, à la résonance, une transmission à une fréquence bien précise de 13.56 MHz et limite également les pertes d'énergie due à des harmoniques indésirables.

## 5.5 Performance du détecteur de crête

Le détecteur de crête est l'élément principal qui relie la partie analogique avec la partie numérique de commande. La précision de l'asservissement est liée à ce détecteur qui doit produire un signal continu avec des faibles ondulations résiduelles.

On a constaté que les ondulations résiduelles aux bornes de  $V_{sense}$  est fonction du courant d'alimentation  $I_{CC}$  de l'AP. En effet, les ondulations sont surtout perçues pour des valeurs de courant assez élevées (quand l'AP est à son état de résonance). L'ajout d'un condensateur de découplage céramique de grande valeur a permis de réduire ces ondulations. Signalons que



l'ajout d'un condensateur en aluminium polarisé n'a pas donné le même effet. Cela est dû aux plus faibles éléments parasites du condensateur céramique.

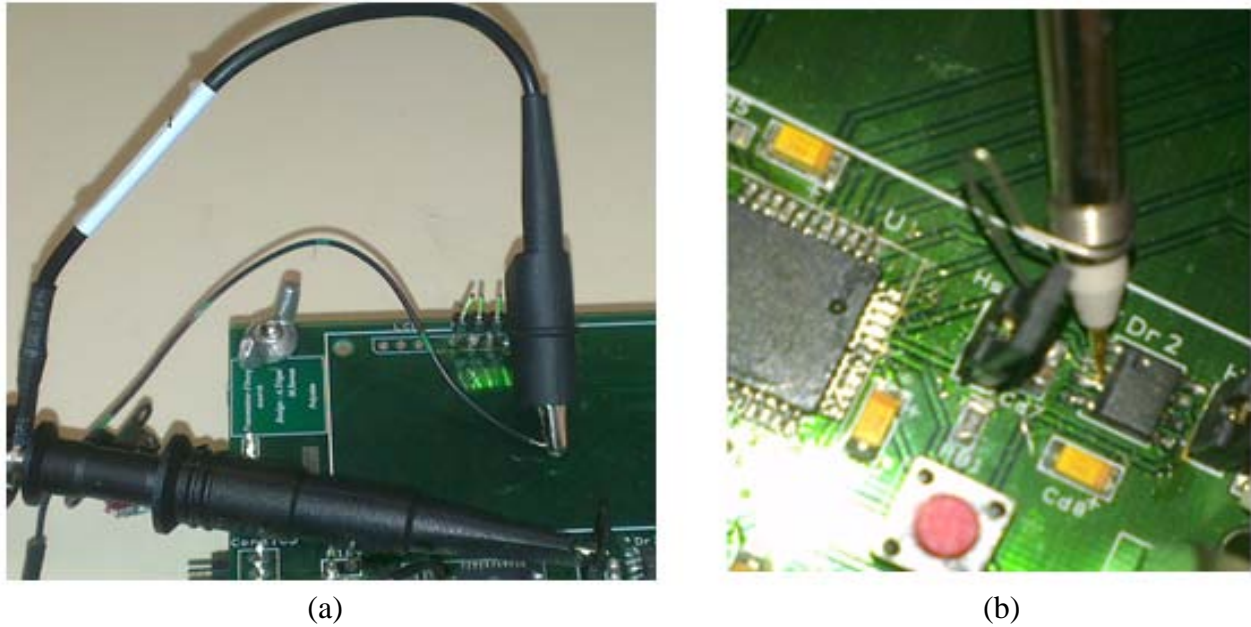


Figure 5.6 : Deux façons de mesure des ondulations résiduelles : (a) la mauvaise et (b) la bonne façon

Aussi, la façon de brancher la sonde de tension a un rôle important dans la mesure des ondulations résiduelles. Pour améliorer la précision de mesure, il est impératif de garder la boucle de mesure de  $V_{sense}$  à GND la plus petite possible. Une grande boucle agit comme une antenne et ajoute des signaux qui n'existent pas en réalité au niveau du point de mesure. Ainsi, l'utilisation de la pince crocodile GND de la sonde forme une antenne qui va ramasser le bruit rayonné (voir figure 5.7.a). La meilleure façon de mesure est d'utiliser un fil de terre enroulé autour du corps de la sonde de tension comme montrée dans la figure 5.6.b. Cela rend la surface de la boucle de cette antenne beaucoup plus petite et permet de réduire considérablement la présence des bruits parasites. Ceci est nettement observé dans les résultats de mesures présentés dans la figure 5.7. Soit  $V_{SENSE(a)}$  et  $V_{SENSE(b)}$  sont respectivement la mauvaise et la bonne façon de mesure des ondulations résiduelles et  $V_{L_1}$  est la tension aux bornes de la bobine primaire. L'impact de la manière de mesure sur les résultats est très remarquable (environ 694 mV de différence). Ainsi, avec la bonne méthode de mesure, les ondulations associées à  $V_{sense}$  sont de l'ordre de 45 mV et peuvent être encore réduites si une plus petite boucle de mesures est utilisée.

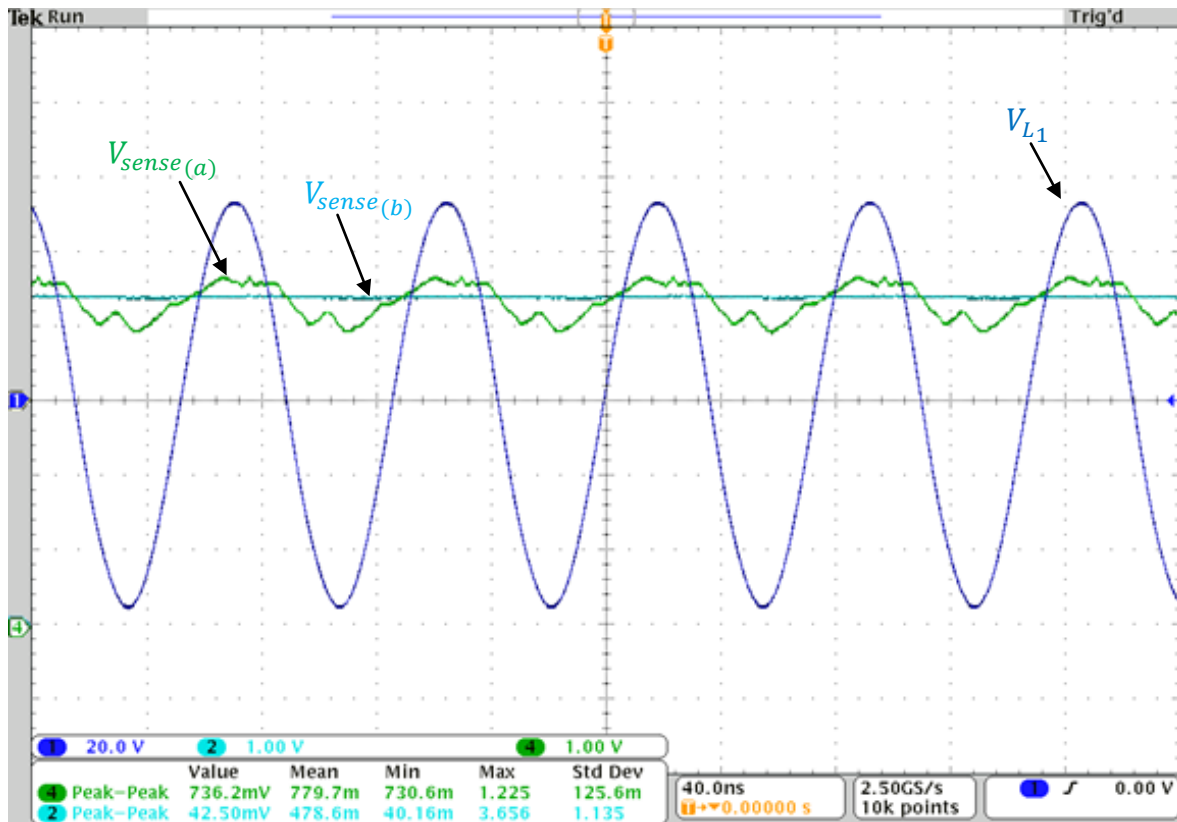


Figure 5.7 : Les ondulations associées à  $V_{sense}$  pour  $V_{cc} = 2V$  et  $C_1$  accordé à la résonance

## 5.6 Effet de l'asservissement sur la qualité du lien inductif

Pour valider expérimentalement la technique d'asservissement proposée, nous avons observé les effets de variation de la distance axiale  $d_a$  entre les bobines sur la puissance récupérée par la charge secondaire  $P_{R_L}$ .

Pour des fins de comparaison, l'expérience a été reproduite pour chacune des conditions suivantes :

- (1) STE classique : Compensation en une seule fois des deux condensateurs primaire  $C_1$  et secondaire  $C_2$  (pour  $d_a = 1.5\text{ cm}$  et  $R_L = 10K\Omega$ , désigné par « condition de départ »).
- (2) Compensation manuelle dans les deux côtés : les deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  sont accordés à la résonance à chaque variation de la distance  $d_a$ .
- (3) Compensation manuelle dans le transmetteur :  $C_2$  accordé uniquement à la condition de départ et  $C_1$  est accordé manuellement à chaque variation de  $d_a$ .

- (4) Le transmetteur proposé :  $C_2$  accordé uniquement à la condition de départ et  $C_1$  est accordé automatiquement à chaque variation de  $d_a$  pour différentes vitesses de rotation ( $v_{r1} = 0.33 \text{ tr/s}$ ,  $v_{r2} = 0.25 \text{ tr/s}$ ,  $v_{r3} = 0.14 \text{ tr/s}$ ).

Pour les conditions (1) et (2), la calibration des deux condensateurs a été faite en observant la tension  $V_{RL}$  aux bornes de la charge. Les deux circuits résonants sont accordés à la résonance quand la tension  $V_{RL}$  atteint sa valeur maximale. Tandis que pour les deux autres conditions, la calibration de  $C_1$  a été effectuée en surveillant la tension  $V_{sense}$ , image de l'amplitude de la tension aux bornes de la bobine primaire, dans le but d'évaluer la précision de notre système proposé. Les résultats des mesures sont présentés dans la figure 5.8.

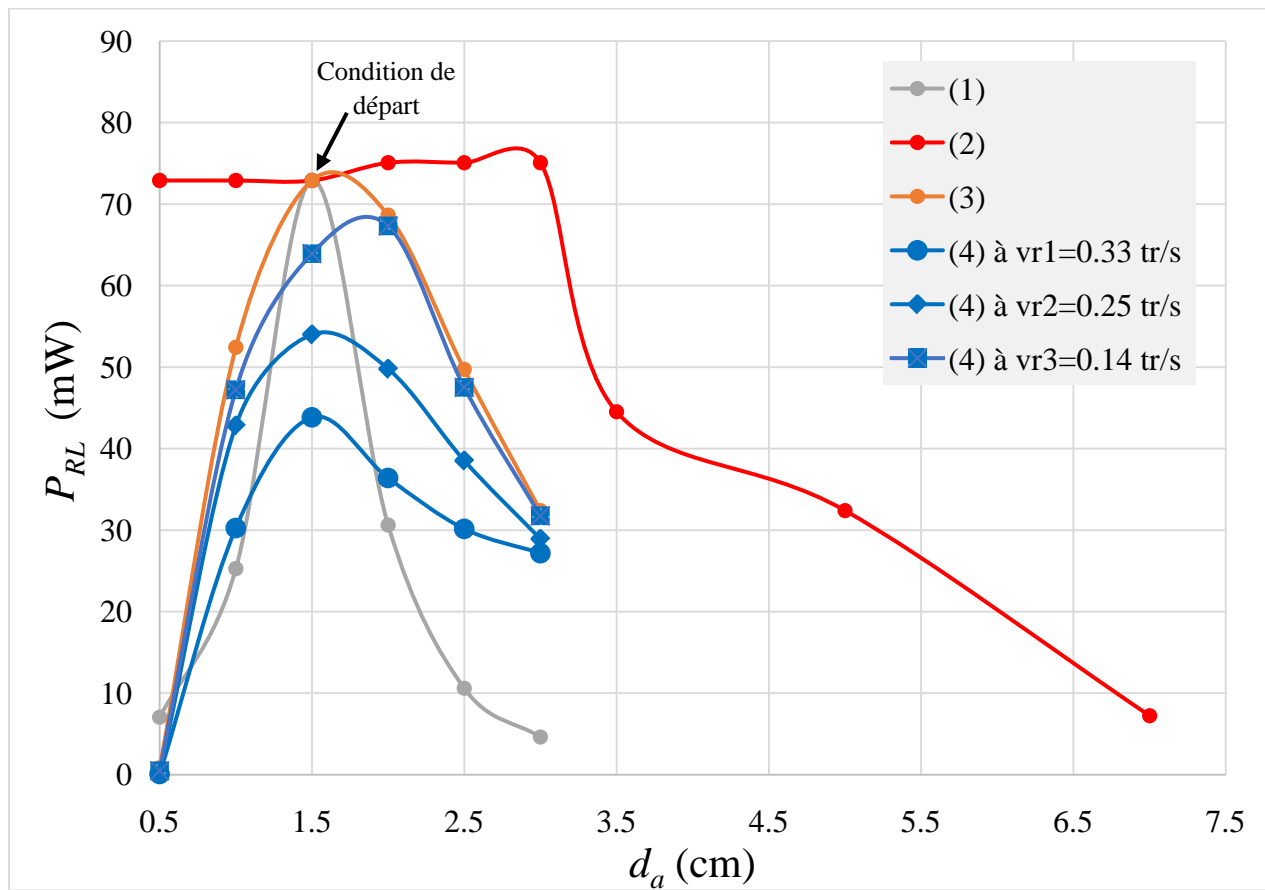


Figure 5.8 : L'impact de la variation de la distance axiale sur la puissance récupérée  $P_{RL}$

Nous pouvons clairement observer que le fonctionnement à la résonance dans les deux côtés (2) permet une meilleure puissance reçue  $P_{RL}$ . En effet, il garantit un taux d'amélioration moyen de puissance (TAMP) de +76% par rapport à un STE classique (1) et un TAMP de

+31.5% par rapport à (3). Pourtant, il faut noter que l'ajustement des deux condensateurs n'a pas été une tâche facile surtout pour des faibles distances de séparation. Un ajustement très fin a été inévitable pour arriver à une tension  $V_{RL}$  maximale. D'où, la calibration dans les deux côtés qui a été effectuée sur plusieurs étapes a nécessité beaucoup de temps (quelques minutes). Par conséquent, si la compensation double (2) est automatisée, l'algorithme de contrôle sera évidemment plus complexe et la réponse du système sera plus lente. La calibration manuelle de  $C_1$  (3), quant à elle, n'assure pas une puissance transférée maximale, mais il est nettement meilleur qu'un STE classique (1) (le TAMP fourni est de +68%). Sauf que, pour une distance  $d_a$  de 0.5 cm, on aperçoit une chute de puissance inattendue dans (3) et (4). En fait, à cette distance, la tension  $V_{sense}$  maximale a été aperçue à une fréquence de résonance primaire égale à 27.12 MHz (2<sup>ème</sup> harmonique du signal d'excitation). En se basant sur l'étude rapportée dans les sections 2.2.2 et 4.2.1, ce phénomène doit être à cause de la déviation excessive des fréquences de résonance. Nous avons alors essayé des valeurs de capacités au-delà de la plage du condensateur  $C_1$  (25pF-500pF), mais, on n'a pas pu remédier à ce problème. D'un autre côté, la calibration des deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  a donné de bons résultats. Il faut noter aussi que ce phénomène n'apparaît pas si  $C_2$  est calibré une seule fois lors d'un fort couplage (à  $d_a = 0.5$  cm par exemple). Or, à cette condition, la puissance  $P_{RL}$  devient plus faible (comparée à celle présentée dans la figure 5.8) dans le cas de faible couplage.

Il existe alors un certain nombre de solutions pour ce problème.

- Acquérir la tension au secondaire  $V_{RL}$  au lieu de  $V_{sense}$ . Avec cette méthode, on assure une récupération de puissance meilleure. Cependant, l'ajout d'un système de contrôle et de communication ascendante au secondaire augmente certainement la consommation de puissance.
- Limiter l'intervalle de distance d'opération  $[d_{a_{min}}, d_{a_{max}}]$  et accorder le condensateur  $C_2$  une seule fois en fonction de cette plage.
- Asservir les deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ . Comme nous avons déjà indiqué, cette méthode possède quelques limitations.

Le tableau 5-2 montre l'amélioration/dégradation de  $P_{RL}$  apportée par notre système pour différentes vitesses de rotations par rapport aux systèmes (1), (2) et (3) (sans compter les résultats

obtenus à  $d_a = 0.5 \text{ cm}$ ). Il est clair que le taux de dégradation de  $P_{R_L}$  par rapport à un transmetteur calibré manuellement (3) diminue tout en prolongeant la durée de l'asservissement (qui correspond à une réduction de la vitesse de rotation du moteur). Comme déjà mentionné, ceci est dû aux sauts de pas du moteur lors d'une rotation à des grandes vitesses. Malheureusement, une haute précision et une faible durée d'asservissement sont deux objectifs qui ne peuvent pas être atteints en même temps.

Tableau 5-2 : Taux d'amélioration/dégradation moyen de la puissance récupérée  $P_{R_L}$  du système proposé

	(1) STE classique	(2) Calibration manuelle de $C_1$ et $C_2$	(3) Calibration manuelle de $C_1$
(4) Système proposé pour $v_{r1} = 0.33 \text{ tr/s}$	+ 45,8 %	- 54,3 %	- 35,8 %
(4) Système proposé pour $v_{r2} = 0.25 \text{ tr/s}$	+ 59,6 %	- 41,7 %	- 19,3 %
(4) Système proposé pour $v_{r3} = 0.14 \text{ tr/s}$	+ 66,5 %	-29,8 %	- 4 %

Par ailleurs, nous avons également mesuré l'impact de la variation de la charge secondaire  $R_L$  sur la puissance reçue  $P_{R_L}$  à une distance axiale  $d_a$  fixe égale à  $1.5 \text{ cm}$ . L'impact a été mesuré cette fois dans le cas d'un STE classique (a) (la condition de départ est la même), un système calibré manuellement dans les deux côtés (b) et le système proposé pour  $v_{r2} = 0.25 \text{ tr/s}$  (c) (figure 5.9).

Contrairement à la figure 5.8, on remarque que le taux d'amélioration de  $P_{R_L}$  du système proposé (c) par rapport à un STE classique (a), suite à la variation de la charge  $R_L$ , n'est pas trop notable surtout à des charges assez élevées (le TAMP est uniquement de +7%). En outre, le taux de dégradation moyen du système proposé par rapport à un système doublement accordé (b) est d'environ 25.5%.

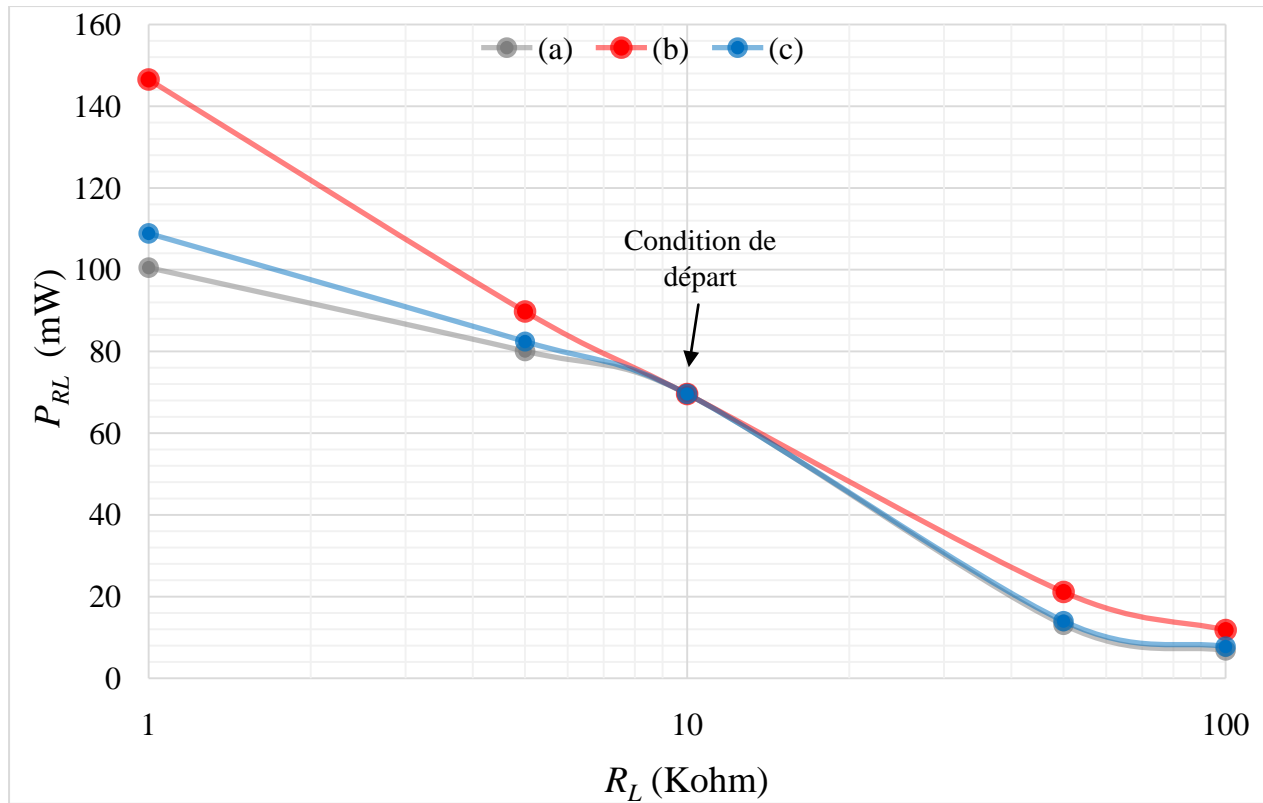


Figure 5.9 : L'impact de la variation de la charge secondaire  $R_L$  sur la puissance récupérée  $P_{RL}$

## 5.7 Efficacité totale

Parmi les mesures d'intérêt, on trouve l'efficacité de l'AP classe E (qui représente la grande part de l'efficacité totale du transmetteur proposé) et l'efficacité du lien. Cependant, il est pratiquement impossible de mesurer l'efficacité de l'AP sur un montage réel puisqu'il requiert de brancher une sonde de courant et une sonde de tension aux bornes de la partie réelle de l'impédance équivalente vue du côté primaire  $Re(Z_{prim})$  qui est, à toute fin pratique, impossible à matérialiser. Aussi, on a démontré dans la section 5.4 que la détermination de l'efficacité du lien avec les équipements de mesures disponibles est privée de précision. Comme nous avons déjà mentionné, le mieux qu'on puisse réaliser dans nos conditions est de mesurer l'efficacité totale du système (entre la source du transmetteur et la charge secondaire). Les figures 5.10 et 5.11 présentent respectivement l'efficacité totale  $\eta_T$  du système proposé pour différentes distances axiales (avec  $R_L = 10 K\Omega$ ) et pour différentes valeurs de charge (avec  $d_a = 1.5 cm$ ).

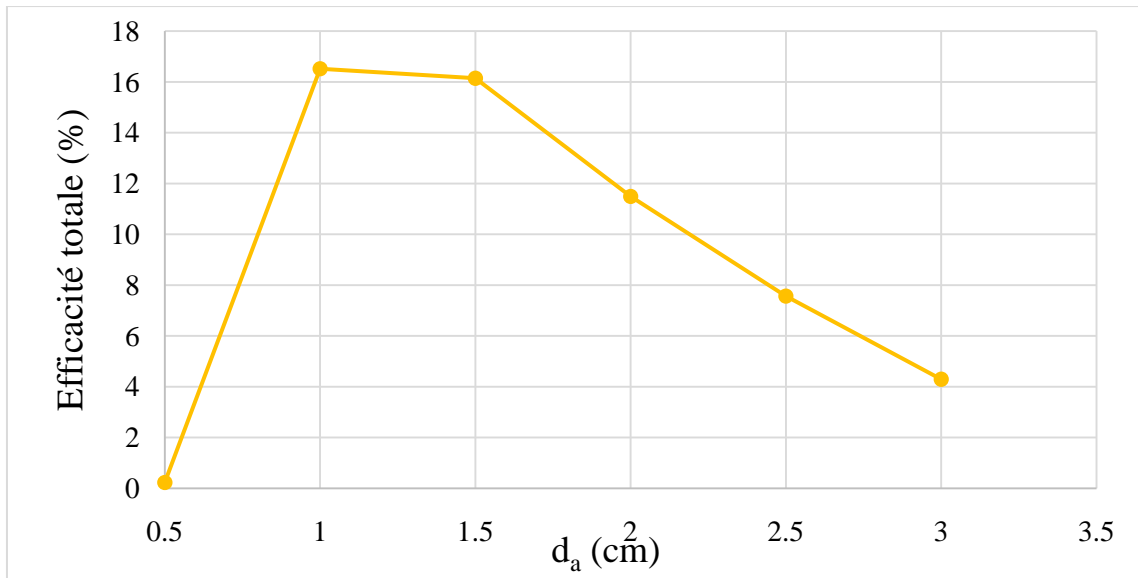


Figure 5.10: L'efficacité totale en fonction de la distance axiale entre les bobines

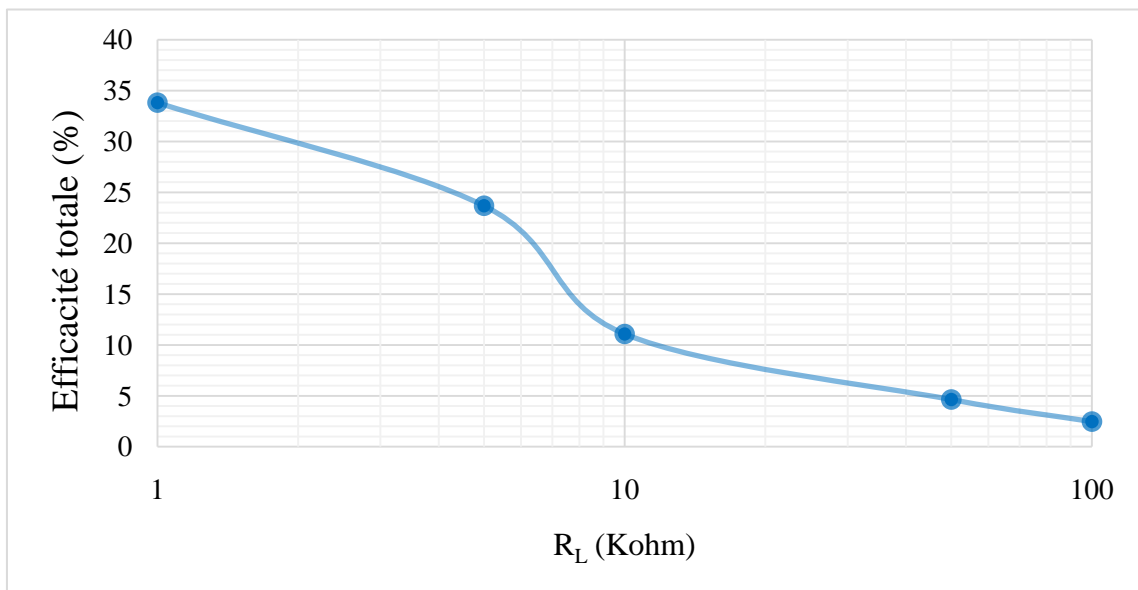


Figure 5.11 : L'efficacité totale en fonction de la charge secondaire

On voit clairement que l'efficacité augmente pour des faibles charges secondaires et pour des forts couplages entre les bobines (traduits par des faibles distances  $d_a$ ). La raison de la chute de l'efficacité à une distance de séparation de 0.5 cm est la même que celle discutée dans la section précédente.

## 5.8 Consommation de puissance DC

À l'aide des sources de tension DC de précision, le courant consommé a été mesuré sur toutes les alimentations du système. Le tableau 5-3 présente les courants fournis par les générateurs de sortie de 10V et 5V dans le cas d'un transmetteur classique et dans le cas asservi.

Quant à l'alimentation ajustable de l'AP, le courant fournit est fonction : de  $V_{cc}$ , de la distance de séparation et de l'impédance de sortie (le courant est maximal lorsque le circuit primaire est en état de résonance). Notamment, à la résonance, pour  $d_a = 1$  cm et  $V_{cc} = 2$  V, le courant tiré est de 302 mA.

La puissance dissipée par l'amplificateur constitue la grande partie de la puissance consommée de tout le système. En effet, le transmetteur peut consommer au maximum 2 W. Ceci n'est pas étrange pour un transmetteur d'énergie inductive vu la faible efficacité du lien inductif. Cependant, cette consommation peut être réduite quand la puissance transférée nécessaire n'est pas si élevée.

Tableau 5-3 : Courants consommés pour les alimentations de 5V et 10V

Tension d'alimentation	Fonctions	Courant consommé	
		Sans asservissement	Avec asservissement
10V	Moteur pas-à-pas	0	56 mA
5V	Oscillateur, préamplificateurs et les circuits numériques	52 mA	47mA

En outre, afin que la bobine primaire induise un maximum de champ magnétique, la puissance consommée par le détecteur de crête doit être plutôt faible. Une mesure de cette puissance pour différentes tensions d'alimentations  $V_{cc}$  montre qu'elle est de l'ordre de 2% de la puissance aux bornes de la bobine primaire.

À l'aide des régulateurs de tension du transmetteur et sous une tension  $V_{cc}$  maximale (= 2.5V), le courant d'entrée du système proposée peut atteindre au maximum 1 A lors de



l'asservissement. D'où, l'autonomie des batteries utilisées (décrites dans la section 4.4) excède aisément les 4 heures.

## 5.9 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté les méthodes de mesures adoptées et les principaux résultats expérimentaux ainsi que les privilèges offerts par un tel système asservi pour alimenter les IME. En effet, on a montré que le taux d'amélioration de la puissance récupérée par rapport à un STE classique est marquant. D'un autre côté, on a prouvé qu'une amélioration de plus en plus notable sera obtenue si le condensateur secondaire est aussi calibré pour chaque variation de paramètres.

Malheureusement, il nous a été impossible de comparer notre système avec les systèmes d'asservissements rapportés dans la littérature à cause des différentes caractéristiques de chacun des systèmes et le manque des informations essentielles pour la comparaison (comme le taux d'amélioration, la durée de l'asservissement ou le volume du système). Cependant, comparée à l'asservissement avec la méthode des capacités commutées, notre méthode assure une variation plus douce de la valeur de la capacité et offre une plus haute résolution ( $0.032\text{ pF}$  contre  $100\text{ pF}$  [106]).

## CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

Ces dernières années, le domaine de l'alimentation sans fil des appareils mobiles se développe de façon rapide et constitue un sujet de recherche très prometteur. Dans ce mémoire, nous nous intéressons plus particulièrement à l'alimentation sans fil des implants médicaux électroniques (IME).

Nous allons tout d'abord procéder à une revue des différentes techniques d'alimentation des IME ainsi que leurs avantages et limites et les présenter dans le premier chapitre. Cette revue révèle que le transfert d'énergie par couplage inductif est la technique la plus appropriée grâce à sa biocompatibilité et sa capacité de transférer une quantité suffisante d'énergie vers l'IME. De plus, c'est l'unique technique sans fil utilisée pour alimenter les IME commerciaux.

Dans le deuxième chapitre, nous avons évoqué les aspects fondamentaux du couplage magnétique. Ensuite, en se basant sur deux approximations différentes, une étude théorique de l'impact de la variation de la charge  $R_L$  et du facteur de couplage  $k$  sur la fréquence de résonance primaire a été établie à l'aide des simulations numériques sous MATLAB. Les analyses ont conduit à définir la problématique que traite ce mémoire. Elle se résume à la dégradation de l'efficacité du lien suite à la variation de certains paramètres comme le facteur  $k$  et la charge secondaire  $R_L$ . En outre, nous avons démontré que le fonctionnement du lien inductif à l'état de résonance ( $f = f_{r1} = f_{r2}$ ) est en mesure de maximiser l'efficacité du lien. Entre autres, les considérations pratiques des amplificateurs à haut rendement ont été mises en évidence, montrant ainsi l'avantage de l'amplificateur de classe E sur l'amplificateur de classe D.

Par la suite, nous avons montré dans le chapitre 3 qu'il est plus pratique d'améliorer l'efficacité du lien en agissant uniquement sur le circuit résonant primaire. Ceci a constitué l'objectif principal de cette recherche. Pour atteindre cet objectif nous avons, en une première étape, effectué une revue sur les systèmes d'asservissements proposés dans la littérature et dans l'industrie, en particulier ceux capables de maintenir l'état résonant au primaire.

Le chapitre 4, quant à lui, a été consacré à la description détaillée de notre système proposé. Il s'agit d'un système simple et efficace basé sur une nouvelle technique d'asservissement. Il se sert en effet d'un petit composant mécatronique (un micro moteur pas-à-

pas) pour ajuster le condensateur de résonance primaire  $C_1$  et assurer la résonance au côté primaire. L'idée d'utiliser un moteur pas-à-pas n'a jamais été concrétisée et constitue alors notre contribution dans le domaine de transfert d'énergie par couplage inductif.

Chaque module du système asservi proposé a fait l'objet d'une étude minutieuse (l'oscillateur, l'AP de classe E, le détecteur de crête, le micro moteur et le circuit de contrôle) afin d'améliorer la stabilité de la fréquence d'opération, réduire les pertes d'énergie dans l'AP, ainsi que d'améliorer la résolution, la précision et la durée d'asservissement tout en accordant une importance au volume du système globale.

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté les résultats mettant en évidence ces performances. Le manque de systèmes réalisés dans le cadre bien précis du projet et le peu d'informations existante sur leurs performances a été un obstacle pour la comparaison du système proposé avec des systèmes concurrents. Il fut de même difficile de définir nos contributions à l'amélioration des performances. Cependant, notre transmetteur asservi a atteint un TAMP d'environ 60% par rapport à un STE classique (pour une durée d'asservissement maximale de 8 secondes) et une résolution de variation de capacité de  $0.032 \text{ pF}$ . Par ailleurs, le condensateur ajustable utilisé permet d'alimenter une large gamme d'inductance allant de  $270 \text{ nH}$  à  $5,5 \text{ }\mu\text{H}$  sans l'intervention du concepteur.

D'un autre côté, nous avons identifié les imperfections de notre système qui se résument en trois points :

- Une haute précision de l'asservissement n'est obtenue qu'en dépit de la durée de l'asservissement. Un bon compromis entre ces deux performances est alors nécessaire.
- La calibration d'un seul condensateur limite l'intervalle de distance d'opération dans lequel un bon transfert d'énergie est assuré. Des solutions pour ce problème ont été exposées dans le chapitre 5.
- Un autre problème rencontré et qui n'a pas été discuté dans le corps du mémoire est l'effritement des papiers de diélectriques du condensateur ajustables  $C_1$  après un certain temps d'utilisation. Ceci provoque parfois des courts-circuits aux bornes du condensateur et rend aussi la rotation de son axe plus ardue ce qui dégrade la précision de l'asservissement et exige l'augmentation du couple moteur (ce qui amplifie sa puissance

consommée). Ce type de condensateur n'est pas alors conçu pour être manipulé de façon permanente, mais surtout pour être réajusté irrégulièrement. Pour corriger ce problème, nous proposons le recourt à un condensateur variable à air. Ce dernier est prévu pour être manipulé de façon fréquente. Cette robustesse, est cependant obtenue au détriment de son volume qui est plus important par rapport à un condensateur variable à diélectrique. La réalisation d'un condensateur ajustable robuste et miniature dédié à ce système pourrait aussi être une bonne alternative.

Pour terminer, voici nos recommandations pour les travaux futurs concernant la poursuite du thème abordé dans ce mémoire :

- Nous pensons que l'asservissement de la capacité de résonance secondaire  $C_2$  et l'asservissement des deux condensateurs de résonance  $C_1$  et  $C_2$  sont deux autres pistes à explorer. Cela permet d'examiner en particulier le taux d'amélioration moyen de la puissance reçue et la durée d'asservissement et, par la suite, de les comparer avec celles de notre système.
- Comme option pour améliorer l'efficacité de l'IME, il est aussi possible d'ajouter à notre système une deuxième boucle d'asservissement qui contrôle dynamiquement la puissance envoyée par le lien inductif via le contrôle de la tension d'alimentation  $V_{CC}$  afin de réduire les pertes dans les régulateurs de tension internes. Cette boucle exige évidemment une communication de données de l'IME vers le transmetteur.

## RÉFÉRENCES

- [1] P. Arlot. (2013) Les esprits s'échauffent autour du concept de recharge sans fil. *L'EMBARQUÉ*. Available: [http://www.lembarque.com/fichiers/cms/file/PDF%20MAgazine%20N%C2%B01/EM\\_ANA%201%20\\_%20018\\_021%20BD.pdf](http://www.lembarque.com/fichiers/cms/file/PDF%20MAgazine%20N%C2%B01/EM_ANA%201%20_%20018_021%20BD.pdf)
- [2] J. D. Joannopoulos, A. Karalis, and M. Soljacic, "Wireless non-radiative energy transfer," ed: Google Patents, 2010.
- [3] M. Kesler, "Highly Resonant Wireless Power Transfer: Safe, Efficient, and over Distance," 2013.
- [4] C. F. Holmes, "The role of electrochemical power sources in modern health care," *The Electrochemical Society Interface*, vol. 8, pp. 32–34, 1999.
- [5] V. S. Mallela, V. Ilankumaran, and S. N. Rao, "Trends in cardiac pacemaker batteries," *Indian Pacing and Electrophysiology Journal*, vol. 4, pp. 201-212, 2004.
- [6] C. F. Holmes, "The role of lithium batteries in modern health care," *Journal of Power Sources*, vol. 97–98, pp. 739-741, 2001.
- [7] A. Heller, "Miniature biofuel cells," *Physical Chemistry Chemical Physics*, vol. 6, pp. 209-216, 2004.
- [8] P. Molina-Negro, [*Role of neurostimulators in the treatment of chronic refractory pain*] vol. 109, 1980.
- [9] M. H. Osman, A. A. Shah, and F. C. Walsh, "Recent progress and continuing challenges in bio-fuel cells. Part II: Microbial," *Biosensors and Bioelectronics*, vol. 26, pp. 953-963, 2010.
- [10] R. A. Bullen, T. C. Arnot, J. B. Lakeman, and F. C. Walsh, "Biofuel cells and their development," *Biosensors and Bioelectronics*, vol. 21, pp. 2015-2045, 2006.
- [11] D. Prutchi.(2005). *Nuclear pacemakers*. Available: [http://www.prutchi.com/pdf/implantable/nuclear\\_pacemakers.pdf](http://www.prutchi.com/pdf/implantable/nuclear_pacemakers.pdf)

- [12] B. Lenaerts and R. Puers, "Introduction," in *Omnidirectional Inductive Powering for Biomedical Implants*, ed: Springer Netherlands, 2009, pp. 1-12.
- [13] C. C. Johnson and A. W. Guy, "Nonionizing electromagnetic wave effects in biological materials and systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, pp. 692-718, 1972.
- [14] H. P. Kimmich, "Biotelemetry, based on optical transmission." vol. 9, ed: Springer US, 1982, pp. 129-143.
- [15] K. Murakawa, M. Kobayashi, O. Nakamura, and S. Kawata, "A wireless near-infrared energy system for medical implants," *Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE*, vol. 18, pp. 70-72, 1999.
- [16] plaintree. *Lasers vs Infrared for Optical Wireless Systems*. Available: <http://www.plaintree.com/pdf/DataSheets/Plaintree's%20LED%20vs%20LaserNEW.pdf>
- [17] N. K. Pagidimarthy and V. C. Konijeti, "A High Efficiency Optical Power Transmitting System to a Rechargeable Lithium Battery for All Implantable Biomedical Devices, 3rd Kuala Lumpur International Conference on Biomedical Engineering 2006." vol. 15, F. Ibrahim, N. A. A. Osman, J. Usman, and N. A. Kadri, Eds., ed: Springer Berlin Heidelberg, 2007, pp. 533-537.
- [18] J. M. Stellman, in *Encyclopédie de sécurité et de santé au travail* vol. Volume 2 ed, 2000.
- [19] K. Goto, T. Nakagawa, O. Nakamura, and S. Kawata, "An implantable power supply with an optically rechargeable lithium battery," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 830-833, 2001.
- [20] V. Mooney, S. Schwartz, A. Roth, and M. Gornowski, "Percutaneous implant devices," *Annals of Biomedical Engineering*, vol. 5, pp. 34-46, 1977.
- [21] V. Bilas, A. Santic, I. Lackovic, and D. Ambrus, "A low-power wireless interface for human gait assessment," in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2001. IMTC 2001. Proceedings of the 18th IEEE*, 2001, pp. 614-618 vol.1.

- [22] L. S. F. d'Acoustique, "ULTRASONS," in *LE LIVRE BLANC DE L'ACOUSTIQUE EN FRANCE EN 2010*, ed, 2010, pp. 76-82.
- [23] S. Ozeri and D. Shmilovitz, "Ultrasonic transcutaneous energy transfer for powering implanted devices," *Ultrasonics*, vol. 50, pp. 556-566, 2010.
- [24] Y. Shigeta, T. Yamamoto, K. Fujimori, M. Sanagi, S. Nogi, and T. Tsukagoshi, "Development of ultrasonic wireless power transmission system for implantable electronic devices," in *Wireless Technology Conference, 2009. EuWIT 2009. European*, 2009, pp. 49-52.
- [25] S. Po-Jen and S. Wen-Pin, "Design, Fabrication, and Application of Bio-Implantable Acoustic Power Transmission," *Microelectromechanical Systems, Journal of*, vol. 19, pp. 494-502, 2010.
- [26] W. B. Phillips, B. C. Towe, and P. J. Larson, "An ultrasonically-driven piezoelectric neural stimulator," in *Engineering in Medicine and Biology Society, 2003. Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE*, 2003, pp. 1983-1986 Vol.2.
- [27] K. Schuylenbergh and R. Puers, "An introduction on telemetry," in *Inductive Powering*, ed: Springer Netherlands, 2009, pp. 1-39.
- [28] M. Takhti, F. Asgarian, and A. M. Sodagar, "Modeling of a capacitive link for data telemetry to biomedical implants," in *Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS), 2011 IEEE*, 2011, pp. 181-184.
- [29] R. P. Bert Lenaerts, *Omnidirectional Inductive Powering for Biomedical Implants (Analog Circuits and Signal Processing)*: Springer, 2008.
- [30] A. M. Sodagar and P. Amiri, "Capacitive coupling for power and data telemetry to implantable biomedical microsystems," in *Neural Engineering, 2009. NER '09. 4th International IEEE/EMBS Conference on*, 2009, pp. 411-414.
- [31] C. Polk, Postow, E, "Dielectric properties of tissues," in *Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields*, 2nd ed, 1996, pp. 103-148.

- [32] E. R. Post, M. Reynolds, M. Gray, J. Paradiso, and N. Gershenfeld, "Intrabody buses for data and power," in *Wearable Computers, 1997. Digest of Papers., First International Symposium on*, 1997, pp. 52-55.
- [33] U. S. Inan, "Electromagnetic Radiation and Elementary Antennas In: *Electromagnetic Waves*," 2000.
- [34] R. Cheng. (May 11, 2012 2:58 PM ). *Ericsson could turn you into a human USB connection next year*. Available: [http://reviews.cnet.com/8301-12261\\_7-57433025-10356022/ericsson-could-turn-you-into-a-human-usb-connection-next-year/](http://reviews.cnet.com/8301-12261_7-57433025-10356022/ericsson-could-turn-you-into-a-human-usb-connection-next-year/)
- [35] M. Sawan, F. Duval, M. M. Hassouna, J. Li, M. M. Elhilali, J. Lachance, *et al.*, "Computerized transcutaneous control of a multichannel implantable urinary prosthesis," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 600-609, 1992.
- [36] N. Donaldson, "Passive signalling via inductive coupling," *Medical and Biological Engineering and Computing*, vol. 24, pp. 223-224, 1986.
- [37] H. K. Neukomm P.A., H. Baggenstos and K. Zerobim, , "Passive Telemetry by absorption modulation – A new principle for long term transabdominal monitoring of pressure and EMG of the uterus of cows," in *10th Int. Symposium on Biotelemetry*, University of Arkansas Press, Fayetteville, AR 1988, pp. 487–496.
- [38] Z. Tang, B. Smith, J. H. Schild, and P. H. Peckham, "Data transmission from an implantable biotelemeter by load-shift keying using circuit configuration modulator," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 524-528, 1995.
- [39] B. C. Towe, "Passive Biotelemetry by Frequency Keying," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. BME-33, pp. 905-909, 1986.
- [40] H. Glosch, "A thermoelectric converter for energy supply," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 74, pp. 246-250, 1999.



- [41] X. W. Yang Yang, and J. Liu., "Suitability of a thermoelectric power generator for implantable medical electronic devices," *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 40, pp. 5790–5800, 2007.
- [42] S. Suzuki, M. Ishihara, and Y. Kobayashi, "The Improvement of the Noninvasive Power-Supply System Using Magnetic Coupling for Medical Implants," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 2811-2814, 2011.
- [43] S. Suzuki, T. Katane, H. Saotome, and O. Saito, "Electric power-generating system using magnetic coupling for deeply implanted medical electronic devices," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 3006-3008, 2002.
- [44] C. L. Schmidt and P. M. Skarstad, "The future of lithium and lithium-ion batteries in implantable medical devices," *Journal of Power Sources*, vol. 97–98, pp. 742-746, 2001.
- [45] D. Prutch. Available: <http://www.implantable-device.com/>
- [46] F. Medical. *Finetech-Brindley Bladder Control System*. Available: <http://www.finetech-medical.co.uk/Products/FinetechBrindleyBladderControlSystem/tabid/81/language/en-GB/Default.aspx>
- [47] F. Medical. *STIMuSTEP ® - Dropped Foot System*. Available: <http://www.finetech-medical.co.uk/Products/STIMuSTEPDroppedFootSystem/tabid/82/language/en-US/Default.aspx>
- [48] K. Finkenzeller, "Physical Principles of RFID Systems," in *RFID Handbook*, ed: John Wiley & Sons, Ltd, 2010, pp. 61-154.
- [49] T. Roz, V. Fuentes, and E. M. M. SA, "Using low power transponders and tags for RFID applications," *EM Microelectronic*, Jan, 1997.
- [50] E. Waffenschmidt, "Wireless power for mobile devices," in *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011 IEEE 33rd International*, 2011, pp. 1-9.

- [51] M. Sehil, *Mise en œuvre de bobines dédiées aux liens inductifs nécessaires aux dispositifs médicaux implantables*: École polytechnique de Montréal, 2006.
- [52] M. Kiani, U.-M. Jow, and M. Ghovanloo, "Design and optimization of a 3-coil inductive link for efficient wireless power transmission," *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 5, pp. 579-591, 2011.
- [53] W. Chwei-Sen, G. A. Covic, and O. H. Stielau, "Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 148-157, 2004.
- [54] R. P. Koenraad Van Schuylenbergh, "The concepts of inductive powering," in *Inductive Powering : Basic Theory and Application to Biomedical Systems*, ed: Springer Netherlands, 2009.
- [55] N. Wang-Qiang, C. Jian-Xin, G. Wei, and S. Ai-Di, "Exact Analysis of Frequency Splitting Phenomena of Contactless Power Transfer Systems," *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 1670-1677, 2013.
- [56] H. D. Thanh and J. I. Agbinya, "Investigation and Study of Mode Splitting in Near Field Inductive Communication Systems," *International Journal of Electronics and Telecommunications*, vol. 59, pp. 185-194, 2013.
- [57] W. Niu, W. Gu, J. Chu, and A. Shen, "Coupled-mode analysis of frequency splitting phenomena in CPT systems," *Electronics letters*, vol. 48, pp. 723-724, 2012.
- [58] N. Y. Kim, K. Y. Kim, and C. W. Kim, "Automated frequency tracking system for efficient mid-range magnetic resonance wireless power transfer," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, pp. 1423-1426, 2012.
- [59] J. O. Mur-Miranda, G. Fantì, F. Yifei, K. Omanakuttan, R. Ongie, A. Setjoadi, *et al.*, "Wireless power transfer using weakly coupled magnetostatic resonators," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, 2010, pp. 4179-4186.

- [60] K. Fotopoulou and B. W. Flynn, "Wireless Power Transfer in Loosely Coupled Links: Coil Misalignment Model," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 416-430, 2011.
- [61] F. E. Terman, *Radio engineers' handbook* vol. 19: McGraw-Hill New York, 1943.
- [62] B. Lenaerts and R. Puers, "Inductive Link Design," in *Omnidirectional Inductive Powering for Biomedical Implants*, ed: Springer Netherlands, 2009, pp. 39-81.
- [63] T. Komaru, M. Koizumi, K. Komurasaki, T. Shibata, and K. Kano, "Compact and Tunable Transmitter and Receiver for Magnetic Resonance Power Transmission to Mobile Objects," *Wireless Energy Transfer Based on Electromagnetic Resonance: Principles and Engineering Explorations, In Tech, Rijeka*, pp. 133-150, 2011.
- [64] H. Ali, T. J. Ahmad, and S. A. Khan, "Inductive link design for medical implants," in *Industrial Electronics & Applications, 2009. ISIEA 2009. IEEE Symposium on*, 2009, pp. 694-699.
- [65] M. K. Kazimierczuk, *RF Power Amplifiers*: Wiley; 1 edition (November 25, 2008).
- [66] K. Schuylenbergh and R. Puers, "Primary coil drivers," in *Inductive Powering*, ed: Springer Netherlands, 2009, pp. 103-143.
- [67] S.-A. El-Hamamsy, "Design of high-efficiency RF class-D power amplifier," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 9, pp. 297-308, 1994.
- [68] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 10, pp. 168-176, 1975.
- [69] F. H. Raab, "Effects of circuit variations on the class E tuned power amplifier," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 13, pp. 239-247, 1978.
- [70] F. H. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 725-735, 1977.

- [71] R. E. Zulinski and K. J. Grady, "Load-independent class E power inverters. I. Theoretical development," *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 1010-1018, 1990.
- [72] C. Avratoglou and N. Voulgaris, "A new method for the analysis and design of the class E power amplifier taking into account the< img src=," *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 34, pp. 687-691, 1987.
- [73] A. Mizannojehdehi, M. Shams, and T. Mussivand, "design and analysis of a class-e frequency-controlled transcutaneous energy transfer system," in *Electronics, Circuits and Systems, 2006. ICECS'06. 13th IEEE International Conference on*, 2006, pp. 21-24.
- [74] F. C. Flack, E. D. James, and D. M. Schlapp, "Mutual inductance of air-cored coils: Effect on design of radio-frequency coupled implants," *Medical and biological engineering*, vol. 9, pp. 79-85, 1971/03/01 1971.
- [75] T. Sun, X. Xie, and Z. Wang, *Wireless power transfer for medical microsystems*: Springer, 2013.
- [76] C. M. Zierhofer and E. S. Hochmair, "Geometric approach for coupling enhancement of magnetically coupled coils," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 708-714, 1996.
- [77] D. C. Galbraith, M. Soma, and R. L. White, "A Wide-Band Efficient Inductive Transdennal Power and Data Link with Coupling Insensitive Gain," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. BME-34, pp. 265-275, 1987.
- [78] H. G. Lim, Y. H. Yoon, C. W. Lee, I. Y. Park, B. S. Song, and J. H. Cho, "Implementation of a Transcutaneous Charger for Fully Implantable Middle Ear Hearing Device," in *Engineering in Medicine and Biology Society, 2005. IEEE-EMBS 2005. 27th Annual International Conference of the*, 2005, pp. 6813-6816.
- [79] H. Yamu, "Wireless interface dedicated to improve power transfer efficiency and bi-directional data communication of implantable electronic devices," École Polytechnique de Montréal, 2006.

- [80] K. M. Silay, C. Dehollain, and M. Declercq, "Inductive Power Link for a Wireless Cortical Implant With Two-Body Packaging," *Sensors Journal, IEEE*, vol. 11, pp. 2825-2833, 2011.
- [81] L. Andia, R. F. Xue, C. Kuang-Wei, and J. Minkyu, "Closed loop wireless power transmission for implantable medical devices," in *Integrated Circuits (ISIC), 2011 13th International Symposium on*, 2011, pp. 404-407.
- [82] K. M. Silay, C. Dehollain, and M. Declercq, "A Closed-Loop Remote Powering Link for Wireless Cortical Implants," *Sensors Journal, IEEE*, vol. 13, pp. 3226-3235, 2013.
- [83] M. Kiani, K. Ki Yong, Z. Fei, K. Oweiss, and M. Ghovanloo, "Evaluation of a closed loop inductive power transmission system on an awake behaving animal subject," in *Engineering in Medicine and Biology Society, EMBC, 2011 Annual International Conference of the IEEE*, 2011, pp. 7658-7661.
- [84] W. Guoxing, L. Wentai, M. Sivaprakasam, and G. A. Kendir, "Design and analysis of an adaptive transcutaneous power telemetry for biomedical implants," *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 2109-2117, 2005.
- [85] P. Si, A. P. Hu, J. W. Hsu, M. Chiang, Y. Wang, S. Malpas, *et al.*, "Wireless Power Supply for Implantable Biomedical Device Based on Primary Input Voltage Regulation," in *Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE Conference on*, 2007, pp. 235-239.
- [86] W. Fangqun, X. Hongxia, Q. Kunxi, W. Fukai, R. Weiming, Z. Pei, *et al.*, "Experimental Research on an Inductive Power Transmission System for Blood Pumps," in *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 3722-3724.
- [87] (2013). *Wireless Power Consortium Members*. Available: <http://www.wirelesspowerconsortium.com/member-list/>
- [88] W. P. Consortium, "System description wireless power transfer," *Volume I: Low Power, Part*, vol. 1.

- [89] U. Sengupta and B. Johns. *Universally Compatible Wireless Power Using the Qi Protocol*. Available: [http://low-powerdesign.com/article\\_TI-Qi.html](http://low-powerdesign.com/article_TI-Qi.html)
- [90] B. Ziaie, S. C. Rose, M. D. Nardin, and K. Najafi, "A self-oscillating detuning-insensitive class-E transmitter for implantable microsystems," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 397-400, 2001.
- [91] B. Ziaie, M. D. Nardin, A. R. Coghlan, and K. Najafi, "A single-channel implantable microstimulator for functional neuromuscular stimulation," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 909-920, 1997.
- [92] C. M. Zierhofer and E. S. Hochmair, "High-efficiency coupling-insensitive transcutaneous power and data transmission via an inductive link," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 716-722, 1990.
- [93] D. Ahn and S. Hong, "Wireless Power Transmission with Self-Regulated Output Voltage for Biomedical Implant," 2013.
- [94] C. Qianhong, W. Siu Chung, C. K. Tse, and R. Xinbo, "Analysis, Design, and Control of a Transcutaneous Power Regulator for Artificial Hearts," *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 3, pp. 23-31, 2009.
- [95] F. Wenzhen, Z. Bo, and Q. Dongyuan, "Study on frequency-tracking wireless power transfer system by resonant coupling," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, 2009, pp. 2658-2663.
- [96] N. Kim, K. Kim, J. Choi, and C.-W. Kim, "Adaptive frequency with power-level tracking system for efficient magnetic resonance wireless power transfer," *Electronics letters*, vol. 48, pp. 452-454, 2012.
- [97] M. W. Baker and R. Sarpeshkar, "Feedback analysis and design of RF power links for low-power bionic systems," *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 1, pp. 28-38, 2007.
- [98] F. CFR, "Part 18-Industrial, Scientific, and Medical Equipment," ed, 1998.

- [99] B. Lenaerts and R. Puers, "An inductive power link for a wireless endoscope," *Biosensors and Bioelectronics*, vol. 22, pp. 1390-1395, 2007.
- [100] B. Lenaerts and R. Puers, "Automatic inductance compensation for class E driven flexible coils," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 145–146, pp. 154-160, 2008.
- [101] K. Van Schuylenbergh and R. Puers, "Self-tuning inductive powering for implantable telemetric monitoring systems," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 52, pp. 1-7, 1996.
- [102] K. Schuylenbergh and R. Puers, "Automatic link tuning," in *Inductive Powering*, ed: Springer Netherlands, 2009, pp. 169-177.
- [103] B. Lenaerts, F. Peeters, and R. Puers, "Closed-Loop Transductor-Compensated Class E Driver for Inductive Links," in *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2007. TRANSDUCERS 2007. International*, 2007, pp. 65-68.
- [104] P. Jourand and R. Puers, "A Class-E driven inductive power delivery system covering the complete upper body," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 183, pp. 132-139, 2012.
- [105] P. HyungGu, P. Joon-Sung, P. YoungGun, L. Seung-Ok, M. Yeon-Kuk, K. Sun-Hee, *et al.*, "A design of high efficiency class-E power amplifier for wireless power transfer system," in *Intelligent Radio for Future Personal Terminals (IMWS-IRFPT), 2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on*, 2011, pp. 1-2.
- [106] R. Carta, J. Thoné, G. Gosset, G. Cogels, D. Flandre, and R. Puers, "A self-tuning inductive powering system for biomedical implants," *Procedia Engineering*, vol. 25, pp. 1585-1588, 2011.
- [107] S. Ping, A. P. Hu, S. Malpas, and D. Budgett, "A Frequency Control Method for Regulating Wireless Power to Implantable Devices," *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 2, pp. 22-29, 2008.
- [108] P. Si, A. P. Hu, D. Budgett, S. Malpas, J. Yang, and J. Gao, "Stabilizing the Operating Frequency of a Resonant Converter for Wireless Power Transfer to Implantable

- Biomedical Sensors," presented at the 1st International Conference on Sensing Technology, Palmerston North, New Zealand, 2005.
- [109] T. D. Dissanayake, D. M. Budgett, and P. Hu, "A Novel Low Temperature Transcutaneous Energy Transfer System Suitable for High Power Implantable Medical Devices: Performance and Validation in Sheep " *Artificial Organs*, vol. 34, pp. E160-E167, 2010.
  - [110] T. D. Dissanayake, A. P. Hu, S. Malpas, L. Bennet, A. Taberner, L. Booth, *et al.*, "Experimental Study of a TET System for Implantable Biomedical Devices," *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 3, pp. 370-378, 2009.
  - [111] T. Mohamadi, "Working frequency in wireless power transfer for implantable biomedical sensors," in *Electrical Engineering and Informatics (ICEEI), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 1-5.
  - [112] *Transistor Crystal Oscillator Circuit :a simple transistor crystal oscillator circuit and the values for different frequencies.* Available: [http://www.electronics-radio.com/articles/analogue\\_circuits/transistor-rf/crystal-oscillator.php](http://www.electronics-radio.com/articles/analogue_circuits/transistor-rf/crystal-oscillator.php)
  - [113] A. Hennig and G. v. Bogel, "Analysis of Power Absorption by Human Tissue in Deeply Implantable Medical Sensor Transponders," in *Advanced Microwave Circuits and Systems*, V. Zhurbenko, Ed., ed Duisburg, Germany: Fraunhofer IMS, 2010.
  - [114] K. Finkenzeller, "Frequency Ranges and Radio Licensing Regulations," in *RFID Handbook*, ed: John Wiley & Sons, Ltd, 2010, pp. 155-178.
  - [115] L. Balogh, "Design and application guide for high speed MOSFET gate drive circuits," 2001.
  - [116] Grebennikov, Andrei, Sokal, and N. O, *Switchmode RF Power Amplifiers*: Newnes, 2007.
  - [117] M. Özen, "Class-E Power Amplifiers for Pulsed Transmitters," Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden,, 2012.



- [118] D. P. Kimber, "Class e amplifiers and their modulation behaviour," University of Birmingham, 2006.
- [119] S. Cloutier. *The RF amplifier: circuit values, MOSFET ratings and operational conditions*. Available: <http://www.classeradio.com/rfvalues.htm>
- [120] Stepper Motor Engineering. Available: [http://media.digikey.com/pdf/Application%20Notes/NMB%20Application%20Notes/Step\\_Motor\\_Engineering.pdf](http://media.digikey.com/pdf/Application%20Notes/NMB%20Application%20Notes/Step_Motor_Engineering.pdf)
- [121] T.MALO. (2008, cours moteur pas à pas. *section Mécatronique* Available: <http://perso.ensil.unilim.fr/~malo/MIX2/for-motor/pas%20a%20pas.pdf>
- [122] Tektronix. Power Measurement Deskew & Calibration Fixture Instructions [Online]. Available: <http://e-sites2.tek.com/cmswpt/madetails.lotr?cs=mpu&ci=19643&lc=EN>
- [123] E. Conil, "Propagation électromagnétique en milieu complexe: du champ proche au champ lointain," ed: HAL - CCSD, 2005.
- [124] C. T. C. Occupational Safety and Health Administration, " Electromagnetic Radiation and How It Affects Your Instruments. ," ed: Department of Labor - Public Domain content, 1990.

## ANNEXE A – Zones de propagation d'ondes

La propagation d'ondes est le moyen le plus répandu dans le monde de la télémétrie et de l'alimentation des IME. Vu que les propriétés de propagation de l'onde changent en fonction de l'espace qui entoure une source, il convient alors de diviser cet espace en différentes régions pour modéliser la propagation d'une onde. On distingue deux zones de propagation : la zone de champ lointain et la zone de champ proche [105] [123].

### A.1 Zone de champ lointain

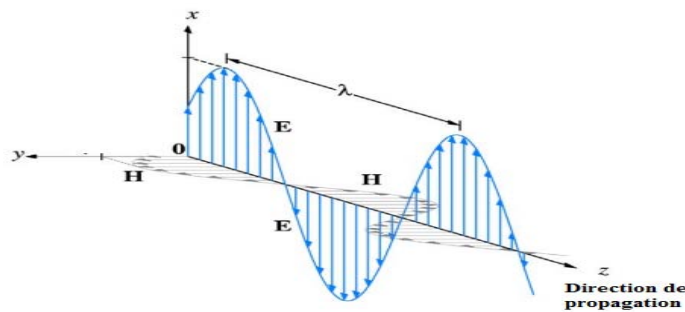


Figure A.1: Représentation d'une onde électromagnétique

Elle est nommée aussi région de Fraunhofer ou zone radiative. Dans cette région, les vecteurs des champs électriques  $E$  et les vecteurs des champs magnétiques  $H$  sont orthogonaux entre eux et à la direction de propagation  $z$  (figure A.1). Ainsi la mesure d'une des composantes (électrique ou magnétique) est suffisante pour connaître toutes les caractéristiques du rayonnement [105, 124]. On peut considérer qu'on est en zone de champ lointain lorsque

$$R > 2D^2 / \lambda \quad (\text{A.1})$$

Avec  $R$ ,  $D$  et  $\lambda$  sont respectivement la distance entre les deux unités, la plus grande dimension de l'antenne et la longueur d'onde du signal.

### A.2 Zone de champ proche

Dans cette région, la relation entre les champs  $E$  et  $H$  est très difficile à prévoir. Chacune des composantes ( $E$  ou  $H$ ) peut subitement finir par prédominer l'autre. Il est donc concrètement complexe de mesurer la valeur de densité de puissance (exprimée en  $\text{W/m}^2$ ) à laquelle est soumis une partie du corps ou un objet quelconque. En effet, pour la déterminer, non seulement les

champs E et H doivent être mesurés, mais la relation de phase entre E et H doit être aussi connue [124]. Dans cette zone, il n'existe pas de couplage par rayonnement électromagnétique, mais plutôt un couplage électrique, comme dans le cas d'un transfert de courant dans un milieu conducteur ou dans un milieu diélectrique (assimilable à une capacité), ou un couplage magnétique comme pour un lien inductif.

## ANNEXE B

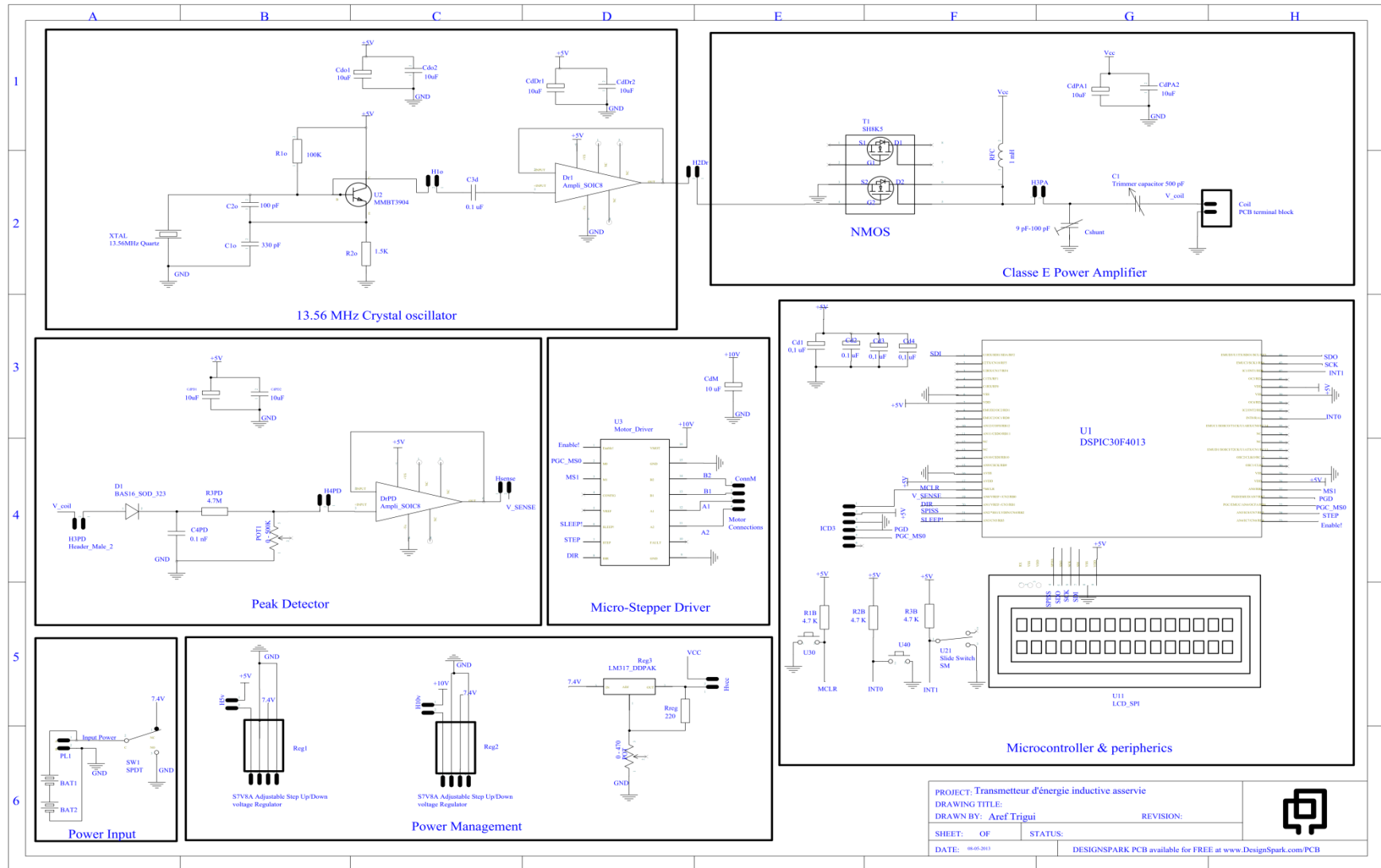


Figure B.1 : Schéma électrique du transmetteur d'énergie inductive asservi

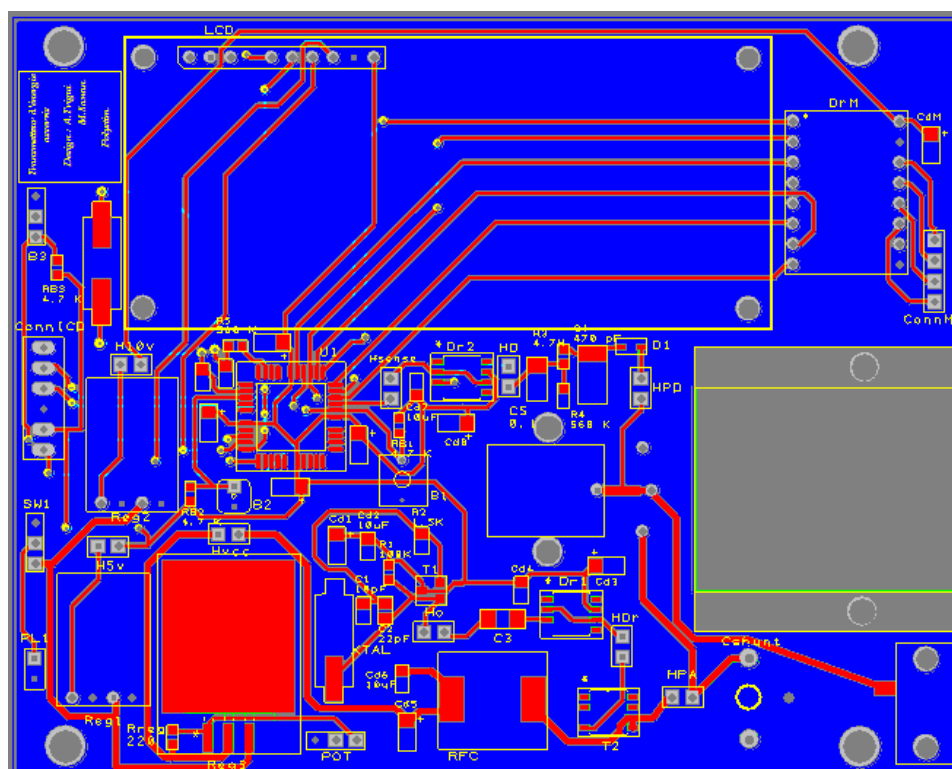


Figure B.2 : Dessins de masques combinés du circuit imprimé

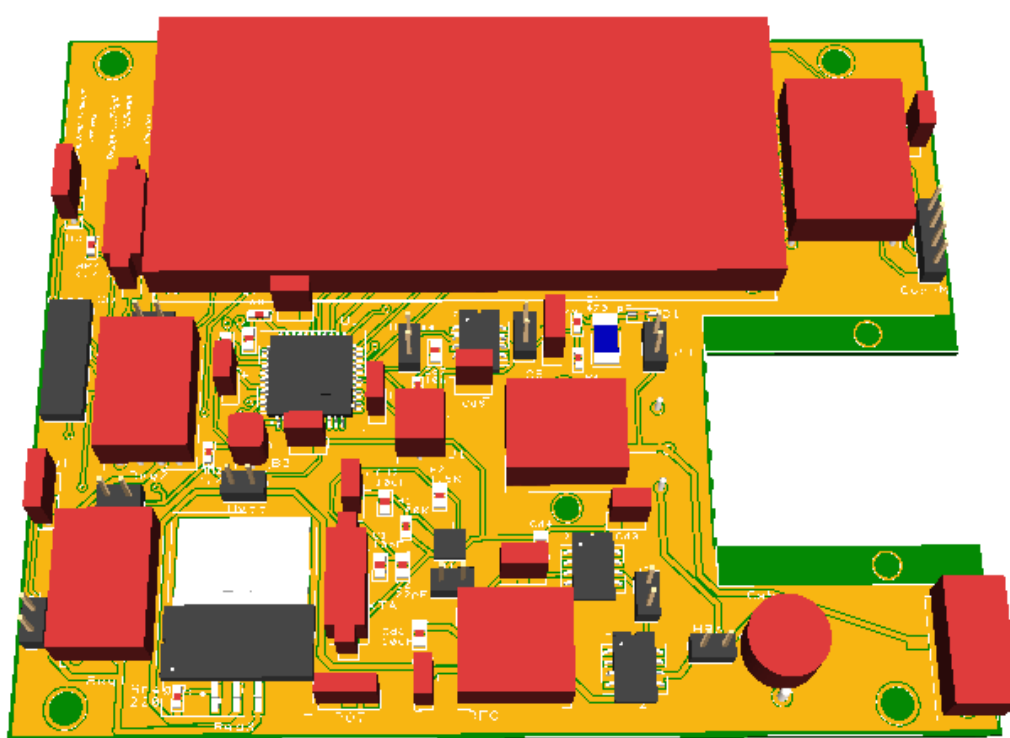


Figure B.3 : Vue de dessus 3D du circuit imprimé



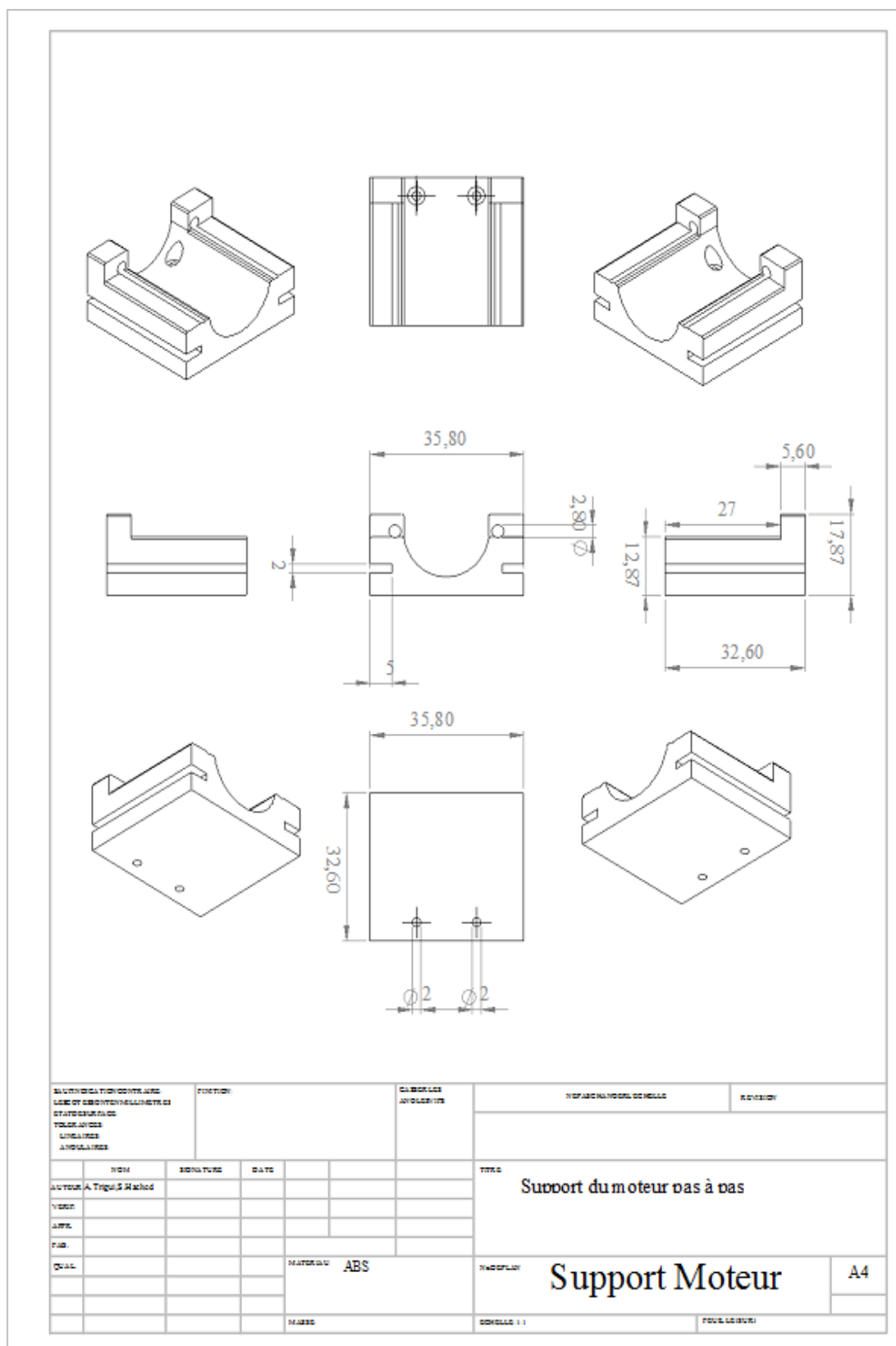


Figure B.6 : Dessin technique du support du moteur pas à pas

## ANNEXE C

## C.1 Organigrammes

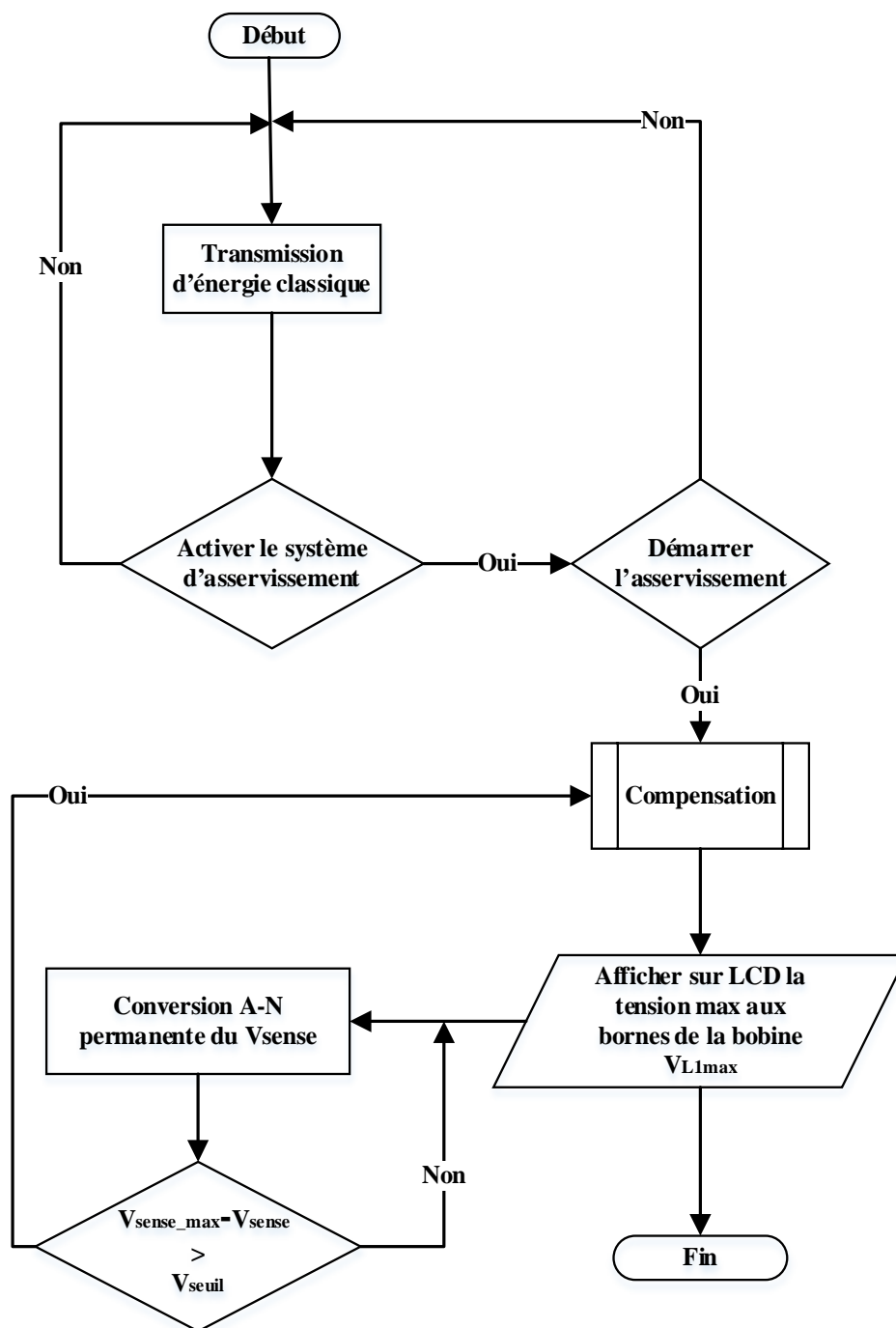


Figure C.1 : Organigramme du programme principal



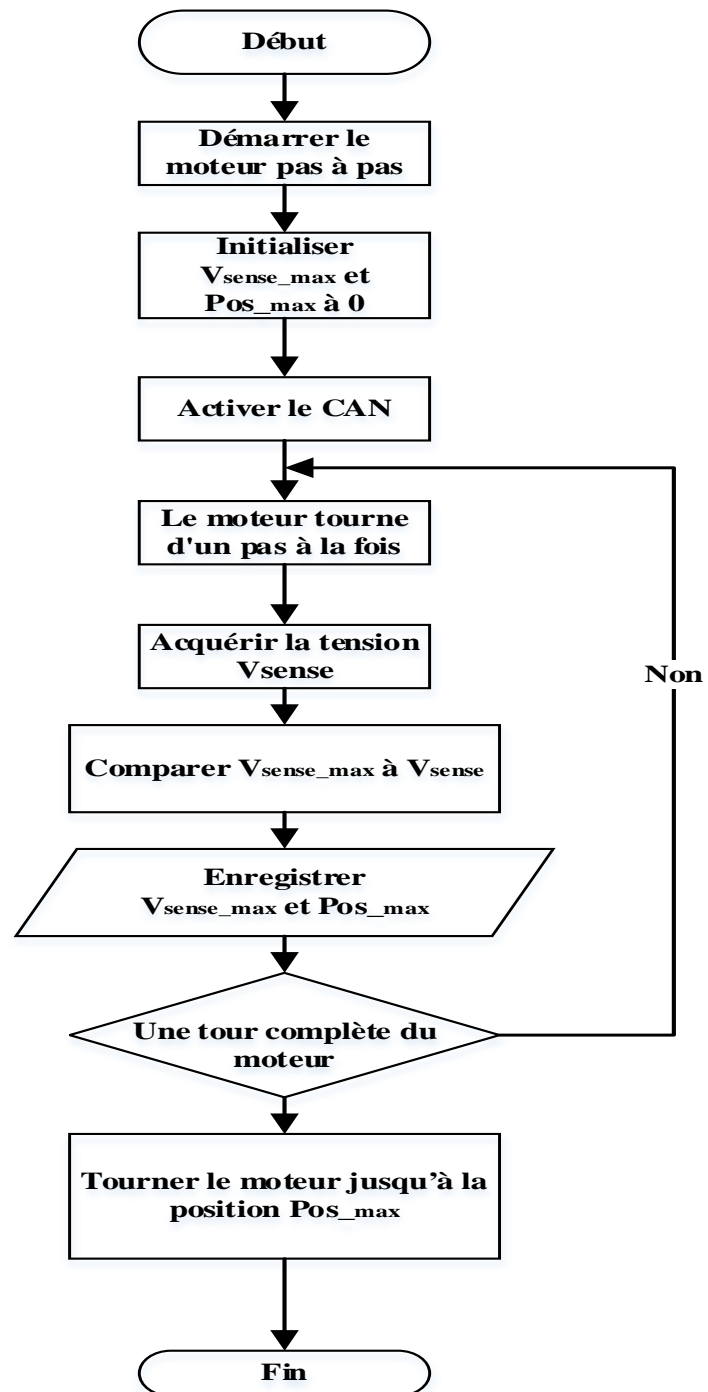


Figure C.2 : Organigramme du processus "Compensation"

## C.2 Code source

```

/*****
-- Nom du fichier : Equivalence.h
-- Auteurs : Aref Trigui & Zaki AJABI
-- Description: Fichier contenant les équivalences entre les
-- entrées/sorties du convertisseur et les pins du dsPIC.
*****/
#ifndef _Equivalence_H_
#define _Equivalence_H_
#define dir PORTBbits.RB1           // RB1 = dir
#define sleep_bar PORTBbits.RB3     // RB3 = !sleep
#define enable_bar PORTBbits.RB4    // RB4 = !enable
#define step PORTBbits.RB5          // RB5 = step
#define MS0 PORTBbits.RB6           // RB6 = MS0
#define MS1 PORTBbits.RB8           // RB8 = MS1
#define bouton_s PORTAbits.RA11     // RA11= bouton_s
#define bouton_asserv PORTDbits.RD8 // RD8 = bouton_asserv
#endif

/*****
-- Nom du fichier : INITIALISER.c
-- Auteurs : Aref Trigui & Zaki AJABI
-- Description:
-- Ce fichier contient les initialisations nécessaires pour
-- l'ADC et le TIMER3 et la fonction de conversion A/N
*****/
#include "p30f4013.h"
void INITIALISER ()
{
/*-----INITIALISATION du TIMER 3-----*/
    TMR3          = 0;
    PR3           = 1023;
    T3CONbits.TCKPS0 = 0 ;
    T3CONbits.TCKPS1 = 0;
    T3CONbits.TCS = 0;
    T3CONbits.TON = 1;

/*-----CONFIGURATION DE L'ADC-----*/
    TRISBbits.TRISB1 = 0; // RB1 est configurée comme une sortie
    TRISBbits.TRISB2 = 0; // RB2 est configurée comme une sortie
    TRISBbits.TRISB3 = 0; // RB3 est configurée comme une sortie
    TRISBbits.TRISB4 = 0; // RB4 est configurée comme une sortie
    TRISBbits.TRISB5 = 0; // RB5 est configurée comme une sortie
    TRISBbits.TRISB6 = 0; // RB6 est configurée comme une sortie
    TRISBbits.TRISB8 = 0; // RB8 est configurée comme une sortie
    TRISBbits.TRISB0 = 1; // RB0 est configurée comme une entrée
    TRISDbits.TRISD8 = 1; // RD8 est configurée comme une entrée
    TRISAbits.TRISA11 = 1; // RA11 est configurée comme une entrée
    ADPCFG          = 1;
    ADPCFGbits.PCFG0 = 0; // RB0 en mode analogique
    ADCSSLbits.CSSL0 = 1; // on sélectionne les ports utilisés (0 et 5)
    ADCHSbits.CH0NA = 0;
    ADCON3bits.ADCS = 0b00001001; // A/D Conversion Clock Select bits

```

```

    ADCON3bits.SAMC = 0b0001;
    ADCON2          = 0;
    ADCON2bits.VCFG = 0b000;
    ADCON2bits.CSCNA = 1;
    ADCON1bits.ASAM = 0;      // autostart sampling
    ADCON1bits.FORM = 0b00;   // format fractionnel signée
    ADCON1bits.SSRC = 0b111;  // on choisit le timer 3 comme trigger
    ADCON1bits.ADON = 0;      //débuter la conversion
}

/*-----fonction de la conversion A/N-----*/
unsigned int acquerir_analog(void)
{
    ADCON1bits.ASAM = 0;
    ADCON1bits.SAMP = 1;      // commencer l'échantillonnage
    while (!ADCON1bits.DONE){}; // conversion done?
    ADCON1bits.ADON = 0;
    return(ADCBUF0);          // ADCBUF0 est la valeur échantillonné de
Vsense
}

;*****
;-- Nom du fichier :   delai.s
;-- Auteurs : Aref Trigui & Zaki AJABI
;-- Description:
;-- Fichier contenant la fonction permettant de faire un délai
;*****
.include "p30f4013.inc"
.global _DELAI_X          ; étiquette publique
.text
_DELAI_X:
    do        W0, $+8      ;
    repeat    #0x0090      ;
    nop
    nop
    return
.end

/*****
-- Nom du fichier : main.c
-- Auteurs : Aref Trigui & Zaki AJABI
-- Description: Fonction principale du programme
*****/
#include "p30f4013.h"
#include "Equivalence.h"
//configuration de base :
_FOSC(FRC_PLL4); //configuration de l'oscillateur
_FWDT(WDT_OFF); //désactivation du chien de garde
/*---Déclaration et Initialisation des variables et des fonctions---*/
int launched          = 0;      // variable à deux états
int Vsense            = 0;
int Vsense_new        = 0;
int Vsense_max        = 0;      // Vsense maximale repérée
unsigned long pos_moteur_max = 0; // Position du moteur à
Vsense_max

```

```

unsigned long compteur      = 0;
int step_num               = 0;      // l'horloge qui commande le moteur
int delai                  = 3;      // la largeur de l'impulsion step_num
double variation            = 0;      // Vsense - Vsense_max
double seuil                = 300;   // la seuil qui déclenche
l'asservissement

void INITIALISER () ;              // fonction d'initialisation
unsigned int acquerir_analog(void) ; // fonction de conversion A/N
/*-----Fonction MAIN-----*/
int main()
{
INITIALISER ();                  // initialiser l'ADC et le TIMER3
for(;;)                          // Boucle infini
{
    if (bouton_asserv == 0) // si le bouton RD8 est appuyé → Mode
asservis
    {
        if (bouton_s == 0)
            // si le bouton RA11 est appuyé → déclencher
            l'asservissement
        {
            launched = 1;
            execute_prog :          // étiquette
            Vsense_max      = 0;
            pos_moteur_max = 0;
            LATBbits.LATB1 = 1; //DIR=1(sens de rotation du moteur)
            LATBbits.LATB3 = 1; //Sleep_bar=1 (Mode Sleep désactivé)
            LATBbits.LATB4 = 0; // enable=0 (moteur activé)
            LATBbits.LATB6 = 1; //MS0=1 (résolution du moteur)
            LATBbits.LATB8 = 1; //MS1=1 :1/16ème de pas)
            for (compteur; compteur<=58177; compteur++)
/*58177= (1818*16*2)+1= (nbre de pas par tour du moteur* la résolution du
driver* le nombre d'état par pas)+1*/
            {
                ADCON1bits.ADON = 1; // Activation de l'ADC
                Vsense = acquerir_analog();
                /*Conversion A/N de Vsense-analogique */
                Vsense = acquerir_analog();
                step_num = !step_num;
                /*changement de l'état logique de step_num → ½ pas*/
                LATBbits.LATB5 = step_num;
                /*introduire step_num dans le driver du moteur*/
                if (step_num == 1)/*si le moteur fait un pas*/
                {
                    if (Vsense > Vsense_max)
                    {
                        Vsense_max = Vsense;
                        pos_moteur_max = compteur;
                    }
                }
                DELAI_X(delai); // durée d'un demi-pas
            } //fin d'une tour complète du moteur
            compteur = 0; // "compteur" remis à 0
        }
    }
}

```

```

/*----- aller jusqu'à "pos_moteur_max"-----
*/
    for (compteur; compteur<=(pos_moteur_max + 1);
    compteur++)
    {
        step_num = !step_num;
        LATBbits.LATB5 = step_num;
        DELAI_X(delai);
    }
    LATBbits.LATB4 = 1; // arrêter le moteur
    compteur = 0; //réinitialiser le compteur à 0
    } //fin de la fonction if (bouton_s == 0)
/*-----Asservissement après une certaine variation de Vsense -----*/
    if (launched == 1)
    {
        ADCON1bits.ADON = 1; // ADC activé
        Vsense_new = acquérir_analog();
        Vsense_new = acquérir_analog();
        variation = Vsense_new - Vsense_max;
        if (variation < 0)
        {variation = variation * (-1);}
        if (variation > seuil)
        {goto execute_prog; //Ré-exécuter le programme
        }
    }
    } // Fin du mode asservis
} // Fin de la boucle infini
return 0;
} // Fin du programme Main

```